

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Lucas Moraes Coutinho

**LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS DE PROJETO
DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM
ESCOVAS COM ÍMÃS PERMANENTES SUPERFICIAIS
E ROTOR EXTERNO**

Florianópolis

2019

Lucas Moraes Coutinho

**LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS DE PROJETO
DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM
ESCOVAS COM ÍMÃS PERMANENTES SUPERFICIAIS
E ROTOR EXTERNO**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Programa de Graduação em Engenharia Elétrica para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.
Orientador: Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Florianópolis

2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Coutinho, Lucas Moraes

Levantamento dos Parâmetros de Projeto de um Motor de Corrente Contínua sem Escovas com Ímãs Permanentes Superficiais e Rotor Externo / Lucas Moraes Coutinho ; orientador, Mauricio Valencia Ferreira da Luz, 2019.

96 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

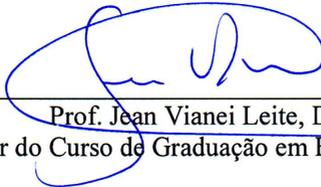
1. Engenharia Elétrica. 2. motor de corrente contínua sem escovas. 3. rotor externo. 4. ímãs permanentes. 5. modelo analítico. I. Luz, Mauricio Valencia Ferreira da. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Lucas Moraes Coutinho

**LEVANTAMENTO DOS PARÂMETROS DE PROJETO DE UM
MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS COM
ÍMÃS PERMANENTES SUPERFICIAIS E ROTOR EXTERNO**

Este Trabalho foi julgado adequado como parte dos requisitos para
obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado, em
sua forma final, pela Banca Examinadora

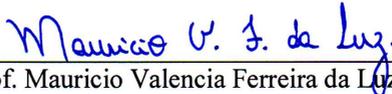
Florianópolis, 15 de fevereiro de 2019.



Prof. Jean Viane Leite, Dr.

Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

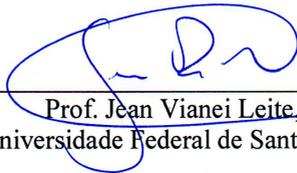
Banca Examinadora:



Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Jean Viane Leite, Dr.

Universidade Federal de Santa Catarina



Eng. Antonio Itamar Ramos Filho, M.Sc.

Universidade Federal de Santa Catarina

Dedico a conclusão deste trabalho aquela a quem os conselhos jamais faltaram em me motivar, minha companheira Ruany Dolla.

AGRADECIMENTOS

À UFSC por proporcionar um ensino de qualidade com profissionais competentes que fomentam a inovação e pesquisa.

À minha família pelo constante incentivo. Em particular aos meus pais que me deram suporte ao longo de toda a jornada.

Ao meu orientador Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz pelo apoio, incentivo, interesse e atenção durante o desenvolvimento deste trabalho.

A banca: Prof. Jean Viane Leite e Eng. Antonio Itamar Ramos Filho pela solicitude, atenção aos detalhes do trabalho e sugestões que contribuíram com esta obra.

A todas as pessoas que de uma forma ou de outra colaboraram para que este trabalho fosse possível. Muito obrigado!

RESUMO

O presente trabalho aborda o projeto de um motor de ímãs permanentes superficiais com rotor externo sem escovas. Motores elétricos com ímãs permanentes possuem maior eficiência dentre as várias configurações de motores elétricos produzidos atualmente, mesmo quando aplicados a tração veicular. A alimentação do motor proposto se dá com chaveamento retangular de tensão, portanto a bobinagem adotada é concentrada. A rotina de cálculo utilizada é disponibilizada ao final do trabalho e seus resultados são comparados com resultados obtidos de simulações usando o método de elementos finitos. Houve boa concordância entre os resultados analíticos e numéricos. O estudo pode ser aplicado em veículos de pequeno porte como motocicletas ou karts, pois ele apresenta uma metodologia e uma rotina de cálculo para estimar os parâmetros elétricos fundamentais para o controle do motor.

Palavras-chave: 1. motor de corrente contínua sem escovas. 2. rotor externo. 3. ímãs permanentes. 4. modelo analítico.

ABSTRACT

The present work deals with the design of an external rotor permanent magnet brushless DC motor. Electric motors with permanent magnets have greater efficiency among the various configurations of electric motors produced today, even when applied to vehicular traction. The work presents the physical considerations related to the design of an motor with external rotor and surface permanent magnets, fed in direct current with electronic switching. The calculation routine used is available at the end of the work and its results are compared with results obtained from simulations using the finite element method. There was good agreement between the analytical and numerical results. The study can be applied in small vehicles such as motorcycles or karts, since it presents a methodology and a calculation routine to estimate the fundamental electrical parameters to control the motor.

Keywords: 1. brushless DC motor. 2. external rotor. 3. permanent magnets. 4. analytical model.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Rotor em copo para um motor ORPMBLDC.....	20
Figura 2	Esquema de um motor de ímãs permanentes com comutador.....	24
Figura 3	Corte do motor simplificado da Figura 2, (HENDERSHOT; MILLER, 1994).....	24
Figura 4	Fluxo [Wb/m^2] pela posição angular ($0 - 360^\circ$). Forma de onda para o fluxo concatenado do motor da Figura 2.	25
Figura 5	Tensão induzida pela posição angular ($0 - 360^\circ$), para o fluxo da Figura 4 com correção para o caso de não haver separação entre os polos magnéticos do estator da Figura 3.....	25
Figura 6	Ondas características do MSIP para velocidade constante.....	26
Figura 7	Esquema simplificado de motor com três bobinas espaçadas de 120° mecânicos e com comutador de escovas.....	27
Figura 8	Circuito inversor para controle do motor trifásico de ímãs permanentes sem escovas com tensão trapezoidal.....	28
Figura 9	Bloco de material magnético, prolongado na direção Z..	33
Figura 10	Esquema de construção de um eletroímã.....	35
Figura 11	Relação de direção e sentido do campo \vec{H} e da corrente I para um condutor qualquer.....	35
Figura 12	Modelos de permissividade do GAP que varia com a forma como o campo se comporta.....	36
Figura 13	Ilustração do posicionamento das ranhuras aonde são montadas as bobinas com caminho de fluxo idealizado.....	38
Figura 14	Curva de magnetização característica de materiais ferromagnéticos.....	41
Figura 15	Curvas características de perdas no núcleo.....	42
Figura 16	Laço $B - H$ para um ímã permanente.....	44
Figura 17	Operação de um ímã segundo sua coercividade e remanência.....	45
Figura 18	Varição dinâmica do ponto de operação do ímã de acordo com laços de histerese durante o funcionamento do motor.....	46
Figura 19	Circuito magnético de um ímã retangular.....	47
Figura 20	Ímã em curva com magnetização radial.....	48

Figura 21	Parâmetros máximos para o motor a partir das dimensões de uma roda de motocicleta.....	51
Figura 22	Curva de redução da massa em função do número de polos para o MSIP de rotor externo.....	53
Figura 23	Dimensões do dente escolhido para o estator.....	57
Figura 24	Área da ranhura escolhida.....	59
Figura 25	Esquemático do motor de passo pleno.....	62
Figura 26	Fluxo uniforme e sobreposição de espiras.....	63
Figura 27	Fluxo disperso na ranhura (HANSELMAN, 2003).....	65
Figura 28	Disposição da cabeça de bobina no motor.....	66
Figura 29	Dados da geometria do motor baseado no trabalho.....	68
Figura 30	Bobinagem utilizada para o motor simulado.....	70
Figura 31	Indução magnética e distribuição das linhas de fluxo magnético para o motor.....	74
Figura 32	Indução magnética máxima pelo método dos elementos finitos.....	75
Figura 33	Torque obtido pela simulação usando o MEF.....	75
Figura 34	Indução magnética radial no entreferro pela posição angular mecânica correspondente a 180° elétricos.....	76
Figura 35	Torque a vazio - <i>cogging torque</i> , obtido pelo MEF para o dimensionamento na seção 5.4.....	77
Figura 36	Forças eletromotrizes induzidas nas bobinas obtidas com o MEF para o motor proposto na seção 5.4.....	77
Figura 37	Sobreposição dos resultados analítico e numérico da indução magnética.....	78
Figura 38	Indutância própria e indutância mútua, ambas por fase, obtidas com o MEF.....	78

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Comparação de eficiência entre motor de indução e ímã.	29
Tabela 2	Procedimentos de projeto de MSIP sugerido por (PAULA, 2011).....	49
Tabela 3	Informações de entrada dos cálculos para o motor proposto.....	69

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MSIP	Motor síncrono com ímãs permanentes sem escovas e rotor externo, de alimetação trapezoidal.
e	Tensão eletromotriz induzida [V]
B_i	Fluxo dos ímãs [T]
ψ	Fluxo concatenado [Wb · esp]
N_e	Número de espiras
σ_b	Passo de bobina [rad]
σ_M	Passo polar [rad]
w_m	Velocidade angular mecânica [rad/s]
τ	Torque eletromecânico [N.m]
i	Corrente de fase [A]
V_s	Tensão de linha [V]
MEF	Método dos elementos finitos
B	Densidade de fluxo magnético [T]
H	Intensidade de campo magnético [A/m]
μ	Permeabilidade magnética [H/m]
ϕ	Fluxo magnético [Wb]
FMM	Força magnetomotriz [A · esp]
P	Permeância magnética [Wb/A·esp]
R	Relutância magnética [A·esp/Wb]
σ	Condutância [1/Ω]
R_g	Relutância do entreferro [A·esp/Wb]
g	Entreferro [m]
μ_0	Permeabilidade do espaço livre [H/m]
μ_r	Permeabilidade relativa do material [H/m]
k_c	Fator de Carter
g_c	Entreferro corrigido [m]
g_e	Entreferro efetivo [m]
SMC	Composto magnético macio
P_c	Coefficiente de permeância
B_m	Indução magnética para o ponto de operação do ímã [T]
L_M	Espessura do ímã [m]

p	Número de polos
m	Número de fase
N_{ss}	Número de ranhuras por seção
MDC	Maior divisor comum
$B_{BF_{MAX}}$	Número máximo de bobinas por fase
L_{STK}	Comprimento do pacote de chapas do ferro do motor [m]
A_M	Área da superfície de um polo [m ²]
B_M	Indução magnética na superfície de um polo [T]
ϕ_p	Fluxo por polo [Wb]
D_{ee}	Diâmetro externo do estator [m]
D_{il}	Diâmetro interno livre [m]
E_{cr}	Espessura da carcaça do rotor [m]
D_{ir}	Diâmetro interno do rotor [m]
a	Número de caminhos paralelos
ϕ_g	Fluxo que atravessa o entreferro [Wb]
ϕ_p	Fluxo por polo [Wb]
f_{LKG}	Fator de dispersão do fluxo
N_{eb}	Número de espiras por bobina
N_{BF}	Número de bobinas por fase
w_T	Largura da base do dente [m]
B_T	Indutância magnética no dente do estator [T]
σ_s	Ângulo da sapata do dente [rad]
w_s	Largura da sapata do dente [m]
w_o	Distância entre sapatas [m]
w_T	Largura da base do dente [m]
h_T	Altura da ranhura [m]
h_s	Altura da sapata do dente [m]
q	Número de ranhuras por polo e por fase [ran/polo·fase]
τ_{eixo}	Torque no eixo [N·m]
v	Velocidade do motor em rotações por minuto [rot/min]

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	19
1.1 PROBLEMA DA PESQUISA	20
1.2 OBJETIVOS	20
1.2.1 Objetivos gerais	21
1.2.2 Objetivos específicos:	21
1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
2 CARACTERÍSTICAS DO MSIP	23
2.1 FUNCIONAMENTO DO MSIP	23
2.1.1 Processo de comutação	23
2.1.2 Fluxo e força eletromotriz induzida	25
2.2 MOTORES ELÉTRICOS DE ÍMÃS PARA TRAÇÃO	29
3 CIRCUITO MAGNÉTICO	31
3.1 MODELAGEM MAGNÉTICA	31
3.2 MÉTODO ANALÍTICO	31
3.2.1 Conceitos de circuitos magnéticos	31
3.2.2 Fluxo magnético	32
3.2.3 Força magnetomotriz	32
3.2.4 Analogia com circuitos elétricos	33
3.2.5 Fontes de campo magnético	34
3.2.6 Modelo do entreferro - g	36
3.2.7 Modelo da ranhura	37
3.2.8 Fator de Carter	38
3.2.8.1 Fator de Carter para ímãs superficiais	39
3.3 MATERIAIS MAGNÉTICOS	40
3.3.1 Permeabilidade	40
3.3.2 Materiais ferromagnéticos	40
3.3.3 Perdas no núcleo	40
3.3.3.1 Ímãs permanentes	42
3.3.4 Modelo de ímã permanente	45
4 CÁLCULO ANALÍTICO	49
4.1 CARACTERÍSTICAS DESEJADAS	49
4.2 APLICAÇÃO	50
4.3 ESCOLHA DO ÍMÃ	51
4.3.1 Coeficiente de permeância	52
4.4 ENTREFERRO	52
4.5 NÚMERO DE POLOS E RANHURAS	52
4.6 DISTRIBUIÇÃO DE BOBINAS NO ESTATOR	53

4.6.1 Distribuição das bobinas	54
4.7 FLUXO POR POLO	55
4.8 NÚMERO DE ESPIRAS POR BOBINA	56
4.9 DENTE DO ESTATOR	56
4.9.1 Sapata do dente	57
4.10 ÁREA DE RANHURA E DIÂMETRO DOS CONDUTORES	58
4.10.1 Ranhura	58
4.10.2 Condutores	59
4.11 RESISTÊNCIA ÔHMICA PARA AS FASES	59
4.12 CORRENTE E TORQUE PELA VELOCIDADE [TO DO] .	60
4.13 PERDAS RESISTIVAS	60
4.14 FLUXO CONCATENADO E INDUTÂNCIA E TORQUE	
A VAZIO	60
4.14.1 Fluxo magnético	61
4.14.2 Cálculo da indutância	61
4.14.2.1 Fator de Carter para o motor com rotor de ímãs superficiais	62
4.14.2.2 Indução magnética no entreferro	63
4.14.3 Indutância total por fase	64
4.14.3.1 Indutância própria por fase	64
4.14.3.2 Indutância de ranhura	64
4.14.3.3 Indutância de cabeça de bobina	65
5 RESULTADOS	67
5.1 CONSIDERAÇÕES PARA A SIMULAÇÃO	67
5.2 MOTOR PROPOSTO	67
5.3 BOBINAGEM	67
5.4 CALCULOS E SIMULAÇÃO USANDO O MEF	68
5.5 TORQUE	68
5.6 DIMENSÕES	69
5.7 TORQUE	70
5.7.1 Fluxo magnético e indução magnética no entreferro	71
5.7.2 Torque a vazio ou <i>cogging torque</i>	71
5.8 FEM INDUZIDA NAS BOBINAS	72
5.9 INDUÇÃO MAGNÉTICA	72
5.10 <i>COGGING TORQUE</i>	72
5.11 INDUTÂNCIA	73
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	79
6.1 TRABALHOS FUTUROS	79
REFERÊNCIAS	81
APÊNDICE A – Rotina de Cálculo em MathCad	85

1 INTRODUÇÃO

Motores elétricos consomem uma parcela significativa da energia elétrica produzida. Segundo o anuário estatístico de energia elétrica de 2018, publicado pela Empresa de Pesquisa Energética - EPE, no Brasil, a classe industrial é o setor de maior consumo de energia elétrica com 36% do consumo total, que representaram mais de 167 GWh em 2018.

Dentro do setor industrial sistemas compreendendo: acionamento eletro-eletrônico, motor elétrico, acoplamento entre motor e carga, acionamento de cargas como bombas, compressores, ventiladores, exaustores e correias transportadoras são responsáveis pela maior parte do consumo.

Esse contexto ressalta a importância de pesquisa e desenvolvimento de soluções em eficiência energética principalmente no Brasil, onde o potencial de crescimento econômico é grande e a tendência atual é que a demanda energética acompanhe esse crescimento.

Partindo da importância da eficiência de motores elétricos para a matriz energética, em particular dos motores industriais - sendo o mais popular o de indução com gaiola de esquilo, e somando à presente revolução nos sistemas de transporte (trens, caminhões e principalmente carros elétricos) cujo desempenho está fundamentalmente atrelado a qualidade da conversão de energia elétrica em mecânica é grande a importância do crescimento nesse pilar da Engenharia Elétrica.

Embora os fundamentos de máquinas elétricas estejam bem consolidados na literatura graças a quase 150 anos de pesquisa e uso de motores de indução, motores com ímãs permanentes são mais recentes e até recentemente a eficácia dos sensores e conversores como solução para o acionamento do motor representavam um problema significativo, o que tem mudado com os recentes avanços em eletrônica com conversores de energia e baterias.

Dada a complexidade de se projetar e aprimorar os processos de conversão de energia o motor favorito para atuar nos sistemas de transporte modernos têm sido o motor de indução com gaiola de esquilo, possivelmente por ser a configuração mais explorada nos últimos anos e conseqüentemente a mais robusta, no entanto, para seu funcionamento numa alta faixa de velocidades e eficiência, explorando por exemplo o enfraquecimento de campo do motor, o uso de conversores é necessário e ainda custoso. Em contrapartida o motor de ímãs permanentes possui um acionamento mais simples e portanto mais barato, sendo uma alternativa competitiva (HASANUZZAMAN et al., 2011).

1.1 PROBLEMA DA PESQUISA

Com foco no estudo de máquinas de ímãs permanentes, que se mostram bastante promissoras em várias pesquisas recentes (ALMEIDA; FERREIRA; BAOMING, 2013)(SCHMITZ, 2017), o presente trabalho aborda os parâmetros construtivos do motor síncrono de ímãs permanentes sem escovas com tensão trapezoidal (MSIP) e rotor externo, em algumas bibliografias conhecido como ORPMBLDC - Outer Runner Permanent Magnet Brushless Direct Current. Aqui, dentre as várias topologias possíveis será abordado o problema com os ímãs instalados na superfície interna do rotor, este em formato de copo semelhante ao mostrado na Fig. 1, disponível em: <https://www.instructables.com>

Figura 1 – Rotor em copo para um motor ORPMBLDC.



Fonte: (MEDIA, 2018)

De certa forma essa configuração no uso de veículos de tração permite reduzir o *cogging torque* característico do motor, por causa do alto momento de inércia característico do rotor externo.

1.2 OBJETIVOS

Este trabalho propõe o estudo de um motor de ímãs permanentes de corrente contínua sem escovas (PMSM) de pequeno porte, de enrolamentos concentrados e rotor externo.

1.2.1 Objetivos gerais

1. Abordar os aspectos relativos ao projeto de um motor elétrico, partindo das equações do eletromagnetismo para realizar o dimensionamento da máquina.
2. Abordar a relevância de aspectos elétricos como: enrolamentos concentrados e distribuídos, combinação entre número de ranhuras e polos, esquema de bobinagem, indutâncias, comportamento do fluxo, força eletromotriz induzida e torque.

1.2.2 Objetivos específicos:

1. Desenvolver uma metodologia de projeto para motor BLDC com rotor externo;
2. Validar os cálculos com a simulação pelo método de elementos finitos.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O presente trabalho foi desenvolvido com pesquisa bibliográfica de artigos científicos e consulta a livros conceituados na área de projeto de motores elétricos de corrente contínua.

Sendo a alimentação da máquinas crucial para a sua eficiência - em consequência da qualidade de energia afetar o desempenho e vida útil do motor, os avanços tecnológicos na área da Eletrônica de Potência (BARBI; MARTINS, 2000) estão diretamente relacionados com a viabilidade comercial dos motores PMSM.

O investimento na área de motores síncronos se deve em parte a constatação da melhora da eficiência energética ao se controlar ativamente os parâmetros elétricos do motor através de inversores. Um exemplo marcante é o uso de inversores em motores de indução gaiola de esquilo com carga parabólica (JULIANI, 2007; TEIXEIRA, 2006) (como por exemplo na ventilação de silos) para melhora da eficiência.

Desse modo, as dificuldades envolvidas com o uso de conversores de energia para o acionamento de motores de ímã permanente vem caindo, enquanto estudos em eficiência energética ganham força (ALMEIDA; FERREIRA; BAOMING, 2013).

Parte da marcha de cálculo desenvolvida neste trabalho foi base-

ada no apêndice de SCHMITZ (2017, página 122), cujo trabalho aponta a possibilidade de se utilizar o procedimento de cálculo desenvolvido para o motor de corrente contínua e ímãs permanentes de tensão trapezoidal para o motor com rotor externo fazendo algumas alterações dimensionais.

O trabalho de XUAN (2012), também aborda parâmetros iniciais desejáveis para o projeto de motores de ímãs permanentes e rotor externo mas sem uma qualidade lógica de raciocínio desejável para a reprodutibilidade do trabalho.

2 CARACTERÍSTICAS DO MSIP

O MSIP possui as seguintes características (SCHMITZ, 2017):

- Não funciona diretamente ligado à rede.
- Seu controle necessita da informação sobre a posição do rotor para alimentar as fases do estator
- O fluxo do rotor é constante e gerado pelos ímãs permanentes
- Requer pouca manutenção dada a ausência de comutador mecânico e utilizar um rolamento apenas
- As fases são chaveadas sequencialmente
- As formas de onda da FEM e das correntes do estator devem ser idealmente trapezoidais (ou seja, o fluxo ideal é triangular).

O motor de ímãs permanentes de tensão senoidal possui as mesmas dimensões de projeto com diferenças na bobinagem e conversor (alimentação) que é mais elaborado que o MSIP trapezoidal.

2.1 FUNCIONAMENTO DO MSIP

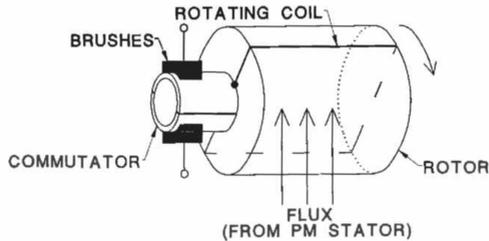
Uma das mais populares fontes de cálculo analítico a respeito do MSIP é a obra de HENDERSHOT, MILER (1994) na qual é proposto que o estudo do motor seja iniciado pelo funcionamento de uma máquina CC com escovas, dados que as equações são similares para ambas as máquinas, ainda que alguns aspectos, como o torque, sejam bastante distintos.

2.1.1 Processo de comutação

Como o processo de comutação do MSIP é semelhante ao do motor com escovas de ímãs permanentes o esquema do motor com escovas da Figura 2 será usado para o desenvolvimento das principais equações da máquina.

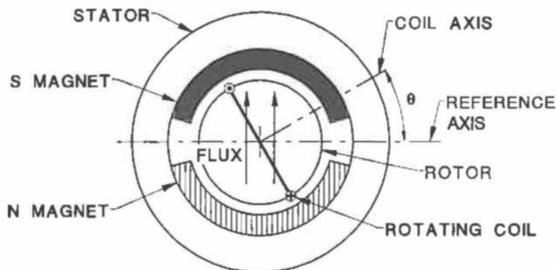
Como ilustrado na Figura 2 o rotor bobinado gira sob efeito de um campo magnético produzido por ímãs permanentes que formam dois polos como na Figura 3, norte e sul.

Figura 2 – Esquema de um motor de ímãs permanentes com comutador.



Fonte: (HENDERSHOT; MILLER, 1994)

Figura 3 – Corte do motor simplificado da Figura 2, (HENDERSHOT; MILLER, 1994).



Fonte: (HENDERSHOT; MILLER, 1994)

O rotor esquematizado nas Figuras 2 e 3 no qual apenas uma espira é mostrada faz um ângulo θ com o eixo de referência horizontal. É importante conhecer a onda da tensão eletromotriz induzida na espira e conforme a espira corta o campo magnético dos polos. Para tanto é necessário encontrar a forma do fluxo concatenado ψ , semelhante ao descrito na Figura 4. O fluxo concatenado é o produto da indução magnética dos polos B_i atravessando a espira do rotor pelo número de espiras $\psi = B_i \cdot N_e$.

Para $\theta = 0$ na Figura 3 não há passagem do fluxo pela espira e assim $\psi = 0$, o que também ocorre para $\theta = 180^\circ$. De maneira análoga ψ é máximo para $\theta = 90^\circ$. Na Figura 4 o fluxo máximo se mantém algum tempo com máxima amplitude por causa da separação entre os polos do ímã no exemplo ilustrado, ou seja, o passo de bobina σ_b é

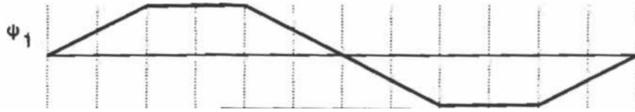
menor que o passo polar σ_M , como será discutido em maior detalhe na porção de dimensionamento deste trabalho.

2.1.2 Fluxo e força eletromotriz induzida

$$e = \frac{\partial \psi}{\partial t} = \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} = \omega_m \frac{\partial \phi}{\partial \theta} \quad (2.1)$$

Pela lei de Faraday aplicada ao fluxo concatenado, conforme equação (2.1), a tensão induzida na espira é proporcional a taxa de variação do fluxo concatenado ψ que depende da velocidade angular $\omega_m = vel/raio$.

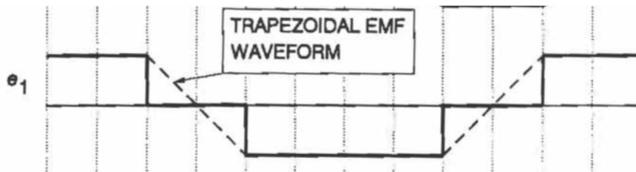
Figura 4 – Fluxo [Wb/m^2] pela posição angular ($0 - 360^\circ$). Forma de onda para o fluxo concatenado do motor da Figura 2.



Fonte: (HENDERSHOT; MILLER, 1994)

Como discutido na seção 2, pela equação (2.1) a tensão induzida em resposta a variação do fluxo, para um motor de polos não salientes, fica com o formato trapezoidal ilustrado na Figura 5. Notar que para as Figuras 4 e 5 o eixo das abscissas corresponde a uma revolução, ou seja, 2π ou 360° , sendo uma divisão equivalente a $360^\circ/12 = 30^\circ$.

Figura 5 – Tensão induzida pela posição angular ($0 - 360^\circ$), para o fluxo da Figura 4 com correção para o caso de não haver separação entre os polos magnéticos do estator da Figura 3

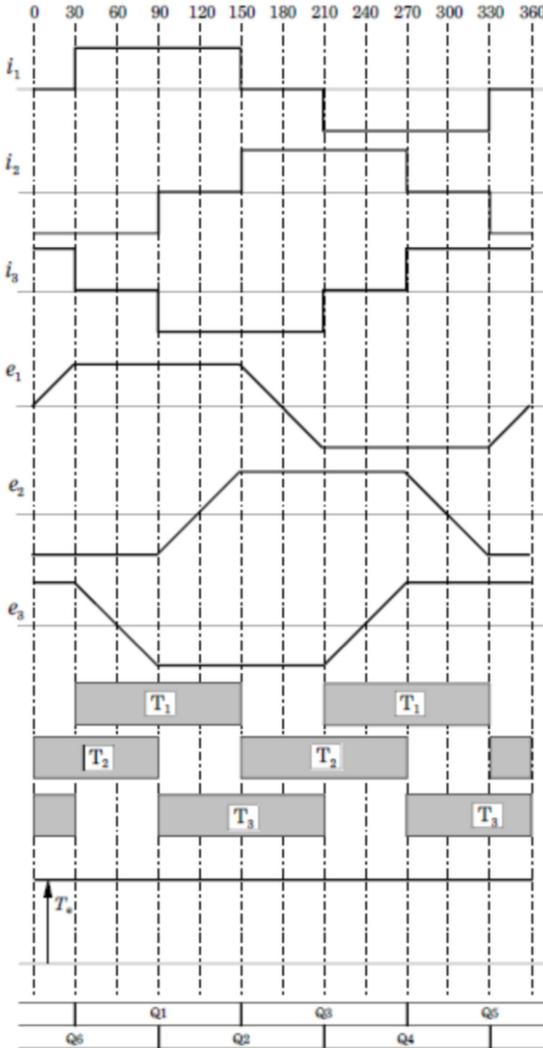


Fonte: (HENDERSHOT; MILLER, 1994)

De maneira análoga é possível estimar o comportamento do tor-

que eletromecânico τ e corrente da fase i para o motor da Figura 2 conforme a Figura 6.

Figura 6 – Ondas características do MSIP para velocidade constante.



Fonte: (HENDERSHOT; MILLER, 1994)

No motor da Figura 2 (com escovas) o comutador faz com que a corrente injetada na bobina seja de mesma polaridade da tensão induzida, Figura 6, de modo que a potência suprida é dada pelo produto da força eletromotriz induzida na bobina vezes a corrente na bobina ($e \cdot i$).

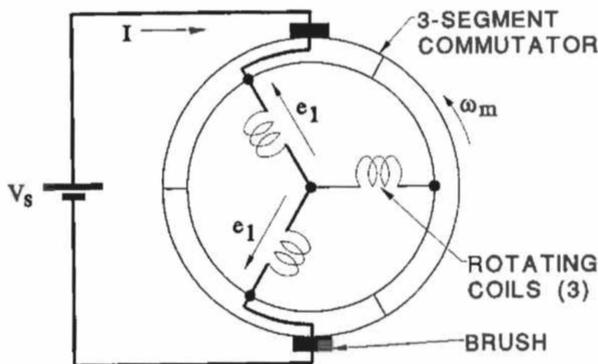
O torque desenvolvido pelo motor é aproximadamente constante, como na Figura 6, uma vez que o comutador é o responsável por combinar as polaridades da corrente suprida e tensão induzida, papel esse exercido pelo conversor no caso do motor sem escovas.

Desprezando as perdas envolvidas na conversão da energia elétrica para mecânica é possível igualar a potência absorvida com a potência mecânica desenvolvida segundo a equação (2.2).

$$e \cdot i = \tau \cdot \omega_m \quad (2.2)$$

No entanto o torque τ do motor com uma bobina não é constante, havendo torque nulo quando o fluxo é constante ($i = 0$), devido a relação entre o σ_b e o σ_M mencionada na seção 2.1.1. A configuração de três bobinas é a mais popular para motores BLDC por permitir ligação em estrela Y ou triângulo Δ das bobinas, e possui torque bastante constante. Na Figura 7 é ilustrado um espaçamento de 120° mecânicos entre as três fases do motor, embora cada fase possa ter mais de uma bobina disposta de formas variadas no estator, o que é apresentado na seção de cálculos analíticos.

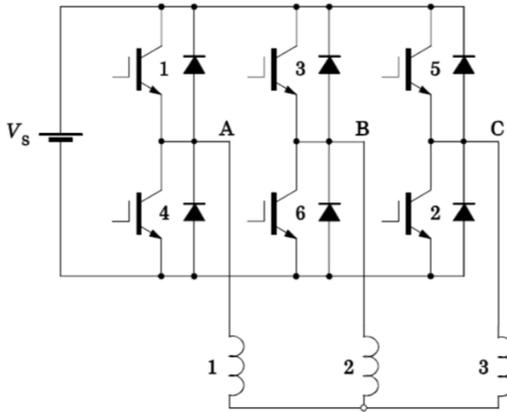
Figura 7 – Esquema simplificado de motor com três bobinas espaçadas de 120° mecânicos e com comutador de escovas.



Fonte: (HENDERSHOT; MILLER, 1994)

O motor CC com três segmentos de comutação é quase idêntico ao motor trifásico CC sem escovas alimentado em ondas quadradas (HENDERSHOT; MILLER, 1994), sendo o comutador equivalente ao circuito inversor usando transistores da Figura 8, para alimentação em tensão.

Figura 8 – Circuito inversor para controle do motor trifásico de ímãs permanentes sem escovas com tensão trapezoidal.



Fonte: (HENDERSHOT; MILLER, 1994)

Ambos o MSIP (sem escovas) e o motor esquematizado na Figura 7 operam com correntes quadradas defasadas 120° entre si (com chaveamento a cada 60° elétricos), como ilustrado na ilustração de ondas ideais, Figura 6.

Durante a operação, para o motor ligado em estrela ao conversor como na Figura 8, pelo menos duas bobinas são alimentadas a qualquer instante, o que possibilita obter torque e corrente de alimentação próximos aos mostrados na Figura 6.

$$V_s \cdot I = \tau_3 \cdot w_m \quad (2.3)$$

Para o MSIP "trifásico" a equação da tensão induzida para o motor (2.2) pode ser reescrita como (2.3), com V_s sendo a tensão induzida nas duas bobinas (tensão de linha), e sendo o rotor de polos não salientes com distribuição uniforme do campo magnético no entreferro.

2.2 MOTORES ELÉTRICOS DE ÍMÃS PARA TRACÇÃO

Estudos abordando a maior eficiência de capacidade de torque por volume de motores de ímãs permanentes com rotor externo vem sendo consolidados ao longo dos últimos anos (SANTIAGO et al., 2012) sendo lançado em 2017, pela fabricante de veículos elétricos Tesla, um modelo economicamente competitivo de carro elétrico com motor de ímã permanente de relutância chaveado, o Model 3, o que marca a entrada de motores MSIP num mercado de larga escala.

Tabela 1 – Comparação de eficiência entre motor de indução e ímã.

		One year/ One train set	Eight years/ One train set	Eight years / 24 train sets	24 years / 24 train sets
Induction Motor	Electric power consumption (MWh)	953	7,623	182,958	548,874
	Electricity expense(M\$) ¹⁴	0.12	0.92	22.6	67.9
PMSM	Electric power consumption (MWh)	581	4,650	111,604	334,813
	Electricity expense(M\$)	0.07	0.57	13.8	41.4
Effect	Electric power consumption(MWh)	372	2,973	71,354	214,061
	Electricity expense(M\$)	0.05	0.35	8.8	26.5
	Quantity of reduced CO ₂ (t-CO ₂) ¹⁶	158.0	1,263.5	30,325.3	90,975.9

Fonte: (RAILWAY, 2018)

Ao mesmo tempo empresa Toshiba Railway é uma pioneira no uso de motores de ímãs para o transporte. A Toshiba Railway trabalha desde 1990 com soluções em motores elétricos de ímãs para tração, particularmente voltados para tração de trens e justifica sua escolha com o gráfico da Tabela 1 onde compara motores de indução e ímã.

Até mesmo motocicletas com motores elétricos têm sido produzidas sendo as de menor potência mais populares nesse setor. E nesse ramo de pesquisa (DORRELL, 2012) defende que configuração de motor com ímãs permanentes é a de maior eficiência e torque elevado, sendo portanto a escolha deste trabalho.

3 CIRCUITO MAGNÉTICO

3.1 MODELAGEM MAGNÉTICA

A energia magnética é altamente dependente da distribuição espacial do campo e tem fundamental relevância no valor de torque produzido. Para geometrias simples é possível fazer uma analogia de elementos magnéticos com circuitos elétricos, chamada análise do circuito magnético, que facilita o processo de estimativa dos parâmetros magnéticos do motor. Nessa abordagem é estimada a direção dos campos conhecidos e feita uma analogia com elementos de circuitos elétricos para a solução.

Outra forma de abordar o problema é o método dos elementos finitos (MEF), que consiste em discretizar geometricamente o dispositivo e calcular o campo magnético para cada ponto, sendo a resposta a relação das soluções pontuais obtidas. O MEF é mais exato mas requer grande esforço computacional, assim é usado para estimar o comportamento eletromagnético, mecânico e térmico de motores otimizados antes da construção e teste de protótipos que é mais cara.

O MEF possui grande poder de caracterização do fenômeno magnético mas requer muitos cálculos para caracterizar cada parte do processo de funcionamento de um dispositivo de geometria complexa, sendo sua aplicação geralmente restrita a verificação do projeto analítico, e raramente usado nas etapas iniciais do projeto.

Na etapa de concepção da máquina a abordagem analítica é mais simples e rápida para o projeto inicial (e.g. analogia com circuitos elétricos) sendo amplamente utilizada como ferramenta de design, particularmente por projetistas experientes (STILL; SISKIND, 1954).

A compreensão do fenômeno físico envolvendo os parâmetros elétricos do motor é base para equações mais complexas e simplificações elaboradas ao longo deste trabalho, introduzidos na seção 3.2.1.

3.2 MÉTODO ANALÍTICO

3.2.1 Conceitos de circuitos magnéticos

O campo magnético é descrito pelos vetores de densidade de fluxo $\vec{B}[T]$ e intensidade de campo $\vec{H}[A/m]$, relacionados constitutivamente

pela equação (3.1).

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (3.1)$$

Se μ indica a propriedade de permeabilidade magnética do material, então \vec{B} indica como o campo atravessa dado material enquanto \vec{H} caracteriza a mudança de intensidade do campo magnético cujo fluxo ϕ atravessa diferentes materiais.

Em se tratando de materiais magnéticos de uso comum em motores elétricos, \vec{B} e \vec{H} são colineares, ou seja, orientados na mesma direção num mesmo material.

Além disso a relação entre \vec{B} e \vec{H} não é linear para a maioria dos casos, ainda que possa ser aproximada como linear se considerada uma faixa de operação adequada, sendo então válida a equação (3.1).

3.2.2 Fluxo magnético

Para a análise de circuitos magnéticos podemos supor o material da Figura 9 com toda a superfície diferenciável, assim, a soma das densidades de fluxo passando através de cada elemento diferencial dá um fluxo total denominado ϕ cuja soma é aproximada pela integral da equação (3.2).

$$\phi = \int B_z(x, y) dx dy \quad (3.2)$$

Para a Figura 9 a indução magnética na direção z , \vec{B}_z , deve ser constante sobre a superfície A_s então o fluxo ϕ deverá ser também constante, portanto vale a relação na equação (3.3).

$$\phi = B_z \cdot A_s \cos(\theta) \quad (3.3)$$

3.2.3 Força magnetomotriz

Considerando um prolongamento do bloco na direção z como mostra a Figura 9, o fluxo ϕ passará por toda a extensão do bloco produzindo uma alteração na intensidade do campo magnético \vec{H} proporcional a cada camada de espessura infinitesimal, conforme expressão da equação (3.4) onde $F\vec{M}M$ representa a *força magnetomotriz* e \vec{l} é o vetor posição ao longo do comprimento do bloco na direção z do plano

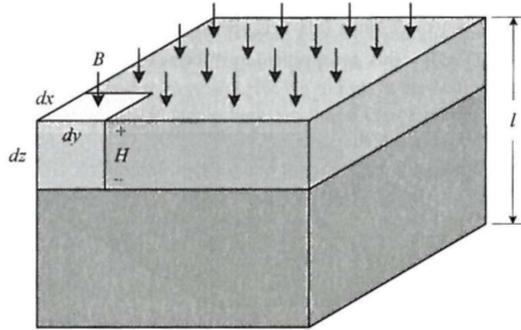


Figura 9 – Bloco de material magnético, prolongado na direção Z.

cartesiano indicado.

$$FMM = \int \vec{H} dz = \vec{H} \times \vec{l} \quad (3.4)$$

A associação das equações (3.1), (3.3) e (3.4) permite relacionar a permeância do material com a *força magnetomotriz*, conforme equação (3.5).

$$\phi = P \cdot |\vec{F}| \quad (3.5)$$

A permeância P na equação (3.5) é definida como a relação entre a permeabilidade μ , a área perpendicular à passagem do campo A_s e o comprimento l transversal ao campo, como na equação (3.6), é o inverso da relutância R .

$$P = \frac{\mu \cdot A}{l} = \frac{1}{R} \quad (3.6)$$

Materiais com alta permeabilidade μ possuem também alta permeância P , sendo bons caminhos para o fluxo magnético.

3.2.4 Analogia com circuitos elétricos

O fluxo se manifesta em laços fechados, de forma análoga a corrente elétrica. Seguindo essa lógica a força magnetomotriz FMM pode ser comparada a força eletromotriz FEM e a propriedade de condutância de um condutor num circuito elétrico σ é análoga a permeância P de um material atravessado por um fluxo magnético.

No entanto, a passagem de corrente por um circuito produz dissipação de energia, enquanto a passagem de fluxo por um elemento de relutância armazena energia. Há no entanto perda magnética no material ferromagnético que excitado percorre seu laço de histerese sob influência da variação de um campo magnético \vec{H} .

Os conceitos de circuitos magnéticos descritos são exemplificados na seção 4.14.2 para modelagem do fluxo entre rotor e estator e cálculo dos parâmetros magnéticos da máquina.

3.2.5 Fontes de campo magnético

As fontes mais comuns de campo magnético são o ímã e o eletroímã da Figura 10 – corrente passando por uma bobina, no qual o campo magnético é produzido pela passagem de corrente pelo condutor conforme a lei de Ampère expressa na equação (3.7).

Para a equação (3.7) $abcd$ denota um caminho fechado e I é a corrente total inserida delimitada pelo contorno.

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \begin{cases} I, & \text{se } abcd \text{ engloba } I \\ 0, & \text{se de outra forma} \end{cases} \quad (3.7)$$

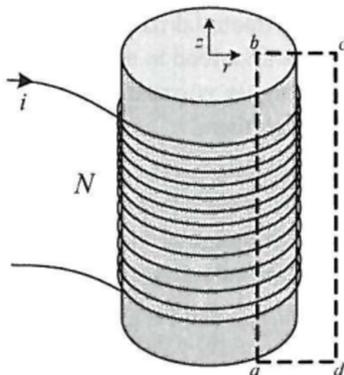
A parte esquerda da igualdade na equação 3.7 relaciona, por um produto vetorial escalar, o vetor da intensidade de campo \vec{H} e o vetor \vec{l} , que descreve o caminho fechado $abcd$, sendo o sentido da corrente elétrica conforme a regra da mão direita ilustrada na Figura 11.

A aplicação da equação (3.7) no eletroímã da Figura 10 de n espiras, segundo o contorno tracejado $abcd$, possibilita estimar a corrente passando pelo condutor segundo a relação (3.8), na qual as componentes do campo $\vec{H}_{\alpha\beta}$ coincidem com as direções α e β do contorno $abcd$.

Assumindo permeabilidade infinita no núcleo - que é uma boa aproximação considerando a distância percorrida pelo campo no meio ar, o campo magnético fica confinado no núcleo e possui apenas direção z , sendo assim a equação (3.8) pode ser simplificada como em (3.9), onde n é o número de espiras dentro do contorno, i é a corrente passando pelo condutor e l é o comprimento $|a - b|$.

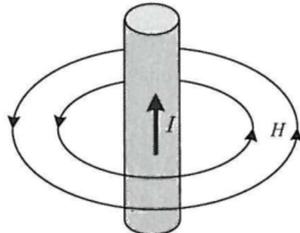
$$I = N \cdot i = \int_a^b H_{ab} dz + \int_b^c H_{bc} dr + \int_c^d H_{cd} (-dz) + \int_d^a H_{da} (-dr) \quad (3.8)$$

Figura 10 – Esquema de construção de um eletroímã.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

Figura 11 – Relação de direção e sentido do campo \vec{H} e da corrente I para um condutor qualquer.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

$$n \cdot i = \int_a^b H dz = Hl \quad (3.9)$$

De outra forma, para um entreferro *gap* grande o suficiente a relutância do circuito magnético R fica muito próxima da relutância do entreferro R_g , de modo que a equação 3.9 pode ser escrita para o fluxo passando pelo entreferro de relutância R_g como 3.10.

$$\phi = \frac{n \cdot i}{R_g} \quad (3.10)$$

3.2.6 Modelo do entreferro - g

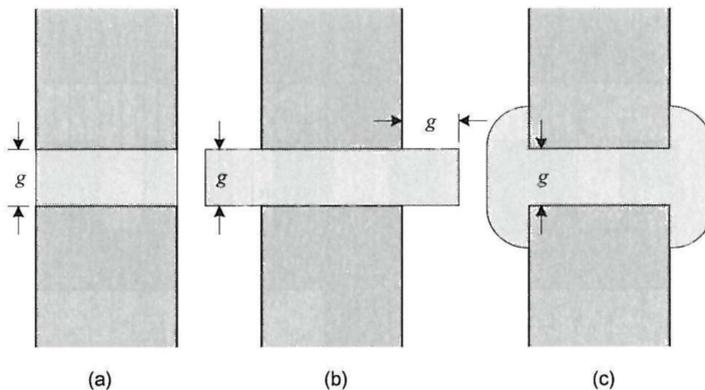
Para qualquer motor ocorre a passagem de fluxo entre rotor e estator através do entreferro g . Ao mudar de meio o fluxo sofre "difração" e se comporta de forma similar ao mostrado na Figura 12(c), havendo uma redução na força magnetomotriz entre os blocos associada ao gap .

A permeância do gap depende da maneira como as linhas de fluxo se distribuem neste, o que pode ser calculado com por métodos de cálculo analítico.

Com o intuito de analisar como o circuito magnético opera, é comum modelar o gap de três formas diferentes, com diferentes interpretações do fenômeno ilustradas na Figura 12. A diferença entre o comportamento do campo se deve ao espraçamento em consequência da mudança na permissividade entre os meios, e.g. ferro para ar, e sendo o dente circulado por ar.

Vale notar que condutores como o alumínio e o cobre possuem permeabilidade magnética muito próxima do valor para o espaço livre $\mu_r \approx \mu_0$.

Figura 12 – Modelos de permissividade do GAP que varia com a forma como o campo se comporta.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

A primeira abordagem para modelar o entreferro na Figura 12(a) desconsidera completamente o efeito do espraçamento mencionado, sendo a permissividade dada pela equação 3.11, com o comprimento g e a área atravessada pelo fluxo A .

$$P_{ga} = \mu_0 \frac{A}{g} \quad (3.11)$$

Uma forma alternativa de modelar o *gap* se deve a observação de que o fluxo atravessa um caminho maior do que o calculado em (3.11) pois para a configuração de ímã instalado na superfície do rotor possui permeabilidade próxima do espaço livre - como também os condutores mencionados anteriormente, de modo que o novo (3.11) é mostrado em (3.14) aonde o entreferro corrigido é dado pela relação $g_c = k_c \cdot g$, com k_c sendo o *fator de Carter*.

3.2.7 Modelo da ranhura

É comum que motores elétricos possuam ranhuras preenchidas com condutores elétricos. Como o princípio de funcionamento do motor depende da interação do campo magnético entre estator e rotor, o campo encontra um espaço de material não magnético entre as ranhuras ($\mu_r \approx \mu_0$), ilustrado na Figura 13.

Pois as bobinas são de material com alta condutividade e baixa permissividade, como cobre ou alumínio. O fluxo irá passar pelo caminho de menor relutância para o campo que intercepta as ranhuras, gerando um comportamento do fluxo que, como discutido anteriormente, altera a permissividade do *gap*, altamente influenciado pela configuração da ranhura.

O problema de modelar a influência do *gap* entre a ranhura e o dente pode ser resolvido de diferentes formas. Considerando apenas um dente e ranhura a forma mais simples, e também grosseira, é ignorar a influência da ranhura assumindo que esta possui material de mesma permeabilidade que o resto do bloco, sendo a permissividade obtida na equação (3.11).

Outra forma de modelar o *gap* é fazendo uso da equação (3.12), ignorando o fluxo no *gap* pela ranhura. Nesse caso $A_s = w_s L$ a área atravessada pelo *gap*.

$$P_g = \mu_0 \frac{A - A_s}{g} \quad (3.12)$$

A fim de compensar a geometria e espraiamento de campo no entreferro é utilizado o efeito de Carter, apresentado na seção 3.2.8.

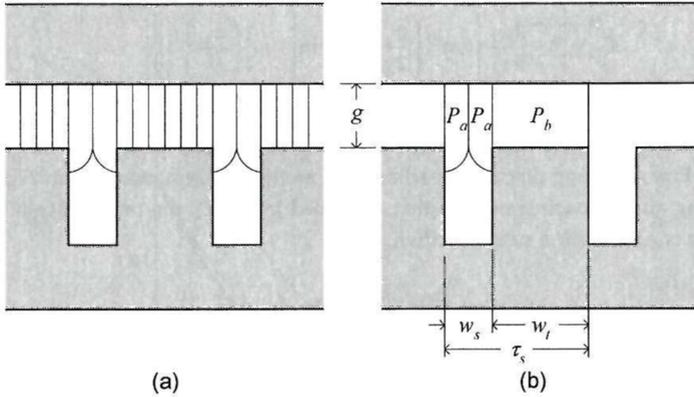


Figura 13 – Ilustração do posicionamento das ranhuras aonde são montadas as bobinas com caminho de fluxo idealizado.

3.2.8 Fator de Carter

Uma forma mais precisa de modelar o GAP da ranhura se baseia no fato de que o fluxo atravessa uma distância mais longa através da ranhura até o material de alta permissividade.

$$g_e = g \cdot k_c + \frac{L_M}{\mu} \quad (3.13)$$

A permeância corrigida P_{g_e} é então dada pela equação (3.14), na qual $g_c = K_c \cdot g$ é a distância percorrida pelo fluxo que atravessa a ranhura corrigida pelo *Fator de Carter* $K_c < 1$.

$$P_{g_e} = \mu_0 \frac{A}{g_e} \quad (3.14)$$

Segundo (HANSELMAN, 2003) as equações analíticas do K_c levam em conta a geometria do dente do estator mostradas na Figura 12(b) são (3.15) e (3.16).

$$K_{c1} = \left[1 - \frac{1}{\frac{\tau_s}{w_s} \left(5 \frac{g}{w_s} + 1 \right)} \right]^{-1} \quad (3.15)$$

$$K_{c2} = \left[1 - \frac{2w_s}{\pi\tau_s} \left\{ \tan^{-1} \left(\frac{w_s}{2g} - \frac{g}{w_s} \ln \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{w_s}{g} \right)^2 \right] \right) \right\} \right]^{-1} \quad (3.16)$$

O fator de correção K_c aumenta com o aumento do espaçamento entre dentes na relação w_s/τ_s , cujas dimensões estão representadas na Figura 12 e diminui com o aumento da distância em relação a largura (g/τ_s).

Ainda para o fator K_c , no caso de se dispor os ímãs na superfície do rotor o tamanho do entreferro deve ser corrigido para adequar a espessura e permeabilidade do ímã conforme 3.13.

No dimensionamento da ranhura é considerado o aspecto de fluxo máximo que poderá passar pelo dente do estator. O mau dimensionamento pode levar a saturação do ferro, que implica na mudança do funcionamento do conversor de alimentação, variação da indutância e correspondente variação do torque, aumento significativo da corrente do motor entre outros efeitos indesejáveis (PAULA, 2013).

Para ímãs montados na superfície com baixa permeabilidade magnética o entreferro fica grande o bastante para não deixar o ferro saturar (3.10 e 3.14).

3.2.8.1 Fator de Carter para ímãs superficiais

Para ímãs superficiais o fator de Carter pode ser melhor calculado segundo 3.17

$$k_c = \frac{5 + s}{5 + s - s^2/\lambda} \quad (3.17)$$

Com s sendo a relação entre a abertura de ranhura w_o e o entreferro g em (3.18) e λ a relação entre o passo de ranhura σ_r e g , conforme (3.19).

$$s = \frac{w_o}{g} \quad (3.18)$$

$$\lambda = \frac{\sigma_r}{g} \quad (3.19)$$

3.3 MATERIAIS MAGNÉTICOS

3.3.1 Permeabilidade

A permeabilidade magnética dos materiais costuma ser expressa em relação a permeabilidade do espaço livre, de valor $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [H/m]$. Para uma relação linear entre B e H a permeabilidade μ é constante e assim é possível escrever (3.20).

$$\mu_r \mu_0 = \frac{B}{H} \quad \text{com} \quad \mu = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (3.20)$$

Materiais usados na construção de motores costumam ser ferromagnéticos por possuírem alta permeabilidade magnética. A permeabilidade de materiais ferromagnéticos é não linear, a função de saturação depende do histórico do comportamento do campo, por isso é comum que as propriedades magnéticas de materiais ferromagnéticos sejam descritas em curvas BH , laço de histerese e perdas no núcleo.

3.3.2 Materiais ferromagnéticos

A Figura 14 mostra vários laços de histerese típicos para um material ferromagnético. Laços de histerese como mostrados na Figura 14 são criados por excitação senoidal de diferentes amplitudes.

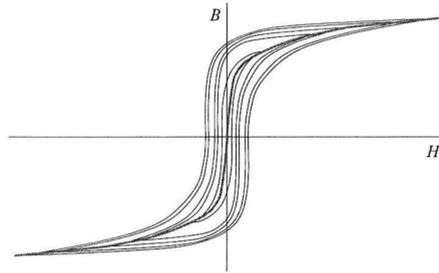
No primeiro quadrante da Figura 14 é mostrada a curva de magnetização DC , ou BH , que indica a propriedade não linear média do material com relação a sua permeabilidade.

3.3.3 Perdas no núcleo

A exposição de materiais ferromagnéticos a campos magnéticos variantes causa perdas por histerese e correntes parasitas. Esse tipo de perda energética no funcionamento da máquina é difícil de ser mensurado experimentalmente, sendo chamada em conjunto como perdas no núcleo ou perdas no ferro. Na Figura 15 são mostradas curvas características desse tipo de perda de energia por unidade de massa de material com relação a frequência na qual o material é excitado.

Para motores de ímãs permanentes o cálculo de perdas no núcleo não é feito adequado se parte do gráfico na Figura 15 pois diferentes

Figura 14 – Curva de magnetização característica de materiais ferromagnéticos.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

partes do ferro experimentam diferentes intensidades de fluxo.

Ainda assim perdas por histerese são calculadas como na equação (3.21), descrevendo a energia necessária para percorrer o laço de histerese, ou seja, quanto maior o laço de histerese de um material maior será essa perda.

$$P_h = k_h f B^n \quad (3.21)$$

Na equação (3.21) k_h é uma constante para a geometria e tipo de material, f é a frequência de excitação aplicada, B é a amplitude da densidade de fluxo e o expoente n compreende valores entre 1,5 e 2,5, dependendo do material. Para as perdas por correntes parasitas é possível estimá-las através da equação (3.22), sendo proporcional ao quadrado da frequência da excitação a qual o material está exposto.

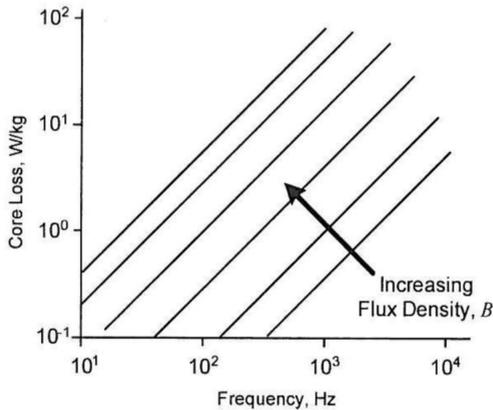
$$P_e = k_e h^2 f^2 B^2 \quad (3.22)$$

Na equação (3.22) k_e , assim como k_h em (3.22), é uma constante dependente do material, h é a espessura do material atravessado pelo campo.

Algumas técnicas usadas na redução das correntes parasitas são aumento da resistividade com adição de algum elemento no metal do núcleo ou laminação do material alternando camadas de isolante e metal, de forma perpendicular a passagem do campo.

Outra alternativa para se reduzir a magnitude de correntes parasitas circulando pelo ferro do motor é utilizar compostos magnéticos macios - SMC. SMC são compostos por partículas de material ferro-

Figura 15 – Curvas características de perdas no núcleo.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

magnético bastante puro unidas por um revestimento orgânico de alta resistividade elétrica que para certas aplicações podem substituir o ferro convencional em motores como os de ímã permanente, com melhora significativa da eficiência (GUO et al., 2006).

No caso da laminação a redução do material ferromagnético efetivo é considerada pela equação (3.23), aonde o *fator de empilhamento* depende da área da seção transversal de aço pela total.

$$K_{st} = \frac{A_{st}}{A_{total}} \quad (3.23)$$

Normalmente K_{st} varia entre 0,8 e 0,99.

3.3.3.1 Ímãs permanentes

Dentre as várias opções de ímãs permanentes disponíveis as seguintes se destacam:

- Alnico – ligas de Fe (Ferro) contendo Al (Alumínio), Ni (Níquel) e Co (Cobalto), além de outros elementos. Pode ser formado por diferentes proporções dos elementos citados acima e possui a vantagem de suportar altas variações de temperatura (-250°C a

550°C) e ser resistente a oxidação.

- ferrite (cerâmica) – é um composto poroso de óxido de ferro em pó Fe_2O_3 , bário Ba e de carbonato de estrôncio $SrCO_3$. É produzido em larga escala e possui um preço de mercado baixo associado aos baixos custos de produção.
- samário-cobalto ($SmCo_5eSm_2Co_{17}$)– possui como característica uma alta temperatura de trabalho chegando a 350°C dependendo da composição, possui uma alta resistência à desmagnetização e à oxidação, porém é um ímã mecanicamente frágil e o mais caro dentre os disponíveis comercialmente.
- neodímio-ferro-boro ($Nd_2Fe_{14}B$) – São muito poderosos em comparação a sua massa, mas também são mecanicamente frágeis e perdem seu magnetismo de modo irreversível em temperaturas acima de 120°C.

Os ímãs podem ser usados fixando os elementos magnéticos com resina ou por sinterização. Sendo sinterizados de melhor desempenho por não haver um componente não magnético no corpo do ímã.

É através do laço de histerese, mais especificamente do primeiro e segundo quadrantes como ilustra a Figura 16, que se pode compreender o comportamento do ímã.

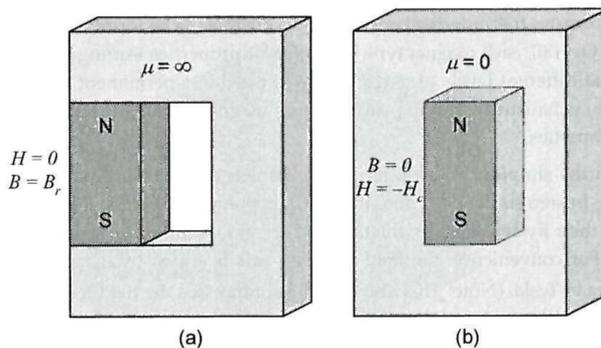
A curva da Figura 16 é obtida com a forte magnetização de um material não magnetizado e desligando tal campo em seguida. A curva superior da Figura 16 é obtida da relaxação do material, chamada curva de desmagnetização. A posição de operação do ímã vai depender das condições externas ao ímã com relação ao caminho do seu campo.

Para a Figura 17(a) a existência de um material de permeabilidade infinita entre os polos do ímã fará com que o ponto de operação final do ímã seja $H = 0$. A densidade de fluxo passando pelo ímã será então B_r , mostrado na Figura 16. B_r indica a máxima densidade de fluxo produzida por si só.

Por outro lado, caso o ímã esteja posicionado como na Figura 17(b), e supondo a permeabilidade do meio nula, então nenhum fluxo sairia do ímã, o que acarreta $B = 0$. Nesse ponto de operação, como mostrado na Figura 17 a magnitude da intensidade de campo através do ímã é igual ao negativo da coercividade H_c . Portanto para qualquer valor de permeabilidade do campo (entre 0 e ∞) o ponto de operação do ímã está sobre a curva de magnetização no segundo quadrante.

O ângulo formado pela linha que parte da origem até o ponto de operação é chamado *coeficiente de permeabilidade*, denotado P_c e

Figura 17 – Operação de um ímã segundo sua coercividade e remanência.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

De maneira geral é possível estimar o efeito da temperatura na remanência de um ímã permanente segundo a equação (3.24), aonde Δ_B é o coeficiente de temperatura reversível, T a temperatura do ímã e T_0 uma temperatura de referência.

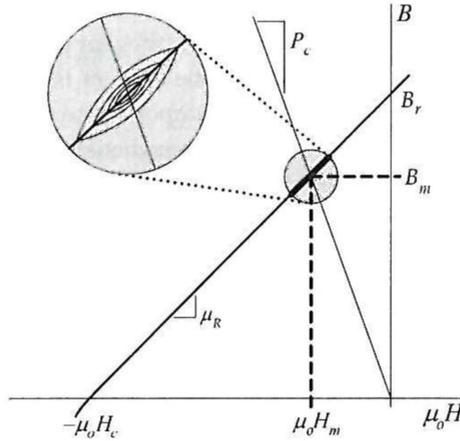
Para evitar que o ímã perca magnetização é importante assegurar que o coeficiente de permeância, P_c , seja alto o suficiente.

É de grande relevância estimar o produto energético máximo do ímã, dado pelo produto máximo da densidade de fluxo e intensidade de campo na curva de desmagnetização, $(BH)_{max}$. De maneira geral é com o ponto de operação em $(BH)_{max}$ que se obtêm a maior densidade de energia por volume de um ímã $(BH)_{max}$ mas, no entanto, a fim de prevenir desmagnetização irreversível do ímã devido ao aumento de temperatura o ponto de operação mais comum em se tratando de ímãs para motores é superior (maior P_c) a $(BH)_{max}$.

3.3.4 Modelo de ímã permanente

Para mudar o ponto de operação ditado pelo circuito magnético no qual o ímã está inserido (seção 3.3.3.1) seria necessário aplicar um campo magnético externo. Em motores elétricos é comum que P_c seja > 4 , com ponto de operação do ímã no segundo quadrante. No entanto com a energização das bobinas o ponto de operação varia, de modo dinâmico de acordo com a influência de laços de histerese, próximo do

Figura 18 – Variação dinâmica do ponto de operação do ímã de acordo com laços de histerese durante o funcionamento do motor.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

ponto de operação, como ilustrado na Figura 18.

No caso da variação observada na Figura 18 é possível dizer que o ponto de operação varia conforme a equação (3.25), na qual H_m apresenta valores negativos de intensidade de campo H por se tratar do segundo quadrante.

$$B_m = B_r + \mu_R \mu_0 H_m \quad (3.25)$$

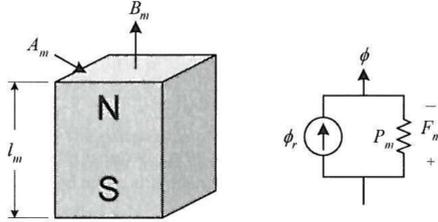
Na equação (3.25) a variação é aproximada como linear e não há problema se o ímã vier a operar no primeiro quadrante, visto que é área de magnetização do mesmo, no entanto, caso algum campo externo force o ponto de operação para o terceiro quadrante é possível desmagnetizar permanentemente o ímã, visto que qualquer "joelho" como mostrado na Figura 14 fará com que a trajetória de magnetização do ímã seja alterada.

Seguindo a lógica da equação 3.25 e supondo o ímã retangular da Figura 19 é possível descrever o fluxo saindo do ímã como dado na equação (3.28).

E fazendo (3.26) a permeância do ímã fica (3.27).

$$\phi = \phi_r + P_m F_m \quad \text{com} \quad \phi_r = B_r A_m \quad (3.26)$$

Figura 19 – Circuito magnético de um ímã retangular.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

$$P_m = \frac{\mu_R \mu_0 A_m}{l_m} \quad (3.27)$$

O modelo equivalente do ímã como circuito mostrado na Figura 19 é adequado para o ímã idealizado completamente alinhado e retangular. Em se tratando de ímãs aplicados em motores sem escovas com gap radial é comum que a configuração do ímã seja em arco, acompanhando a circunferência do rotor.

$$\phi = B_m A_m = B_r A_m + \mu_R \mu_0 A_m H_m \quad (3.28)$$

O modelo do ímã mais adequado da relutância do ímã aplicado ao motor sem escovas é estimada usando elementos diferenciais nas direções mostradas na Figura 20, de acordo com a equação (3.29), sendo L na direção perpendicular ao plano da página.

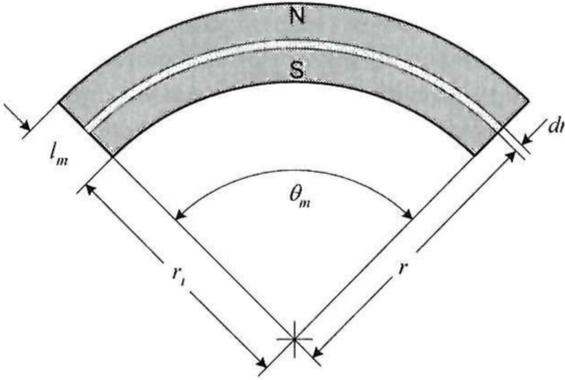
A relutância total to ímã da Figura 20 será obtida da equação (3.30).

$$dR = \frac{dl}{\mu A} = \frac{dr}{\mu r \theta_m L} \quad (3.29)$$

$$R_m = \int_{r_i}^{r_i+l_m} dR = \int_{r_i}^{r_i+l_m} \frac{1}{\mu_R \mu_0 L \theta_m r} dr = \ln \left(1 + \frac{l_m}{r_i} \right) \quad (3.30)$$

É invertendo a relutância em (3.30) que se obtém a permeância magnética P_m do modelo da Figura 19, ficando como em (3.31).

Figura 20 – Ímã em curva com magnetização radial.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

$$P_m = \frac{\mu_R \mu_0 L \theta_m}{\ln \left(1 + \frac{l_m}{r_i} \right)} \quad (3.31)$$

De maneira genérica $r_i \gg l_i$, então (3.31) pode ser escrito como (3.32) que corresponde a equação para o ímã retangular em (3.27) com largura $\theta_m r_i$ e comprimento l_m .

$$P_m = \frac{\mu_R \mu_0 \theta_m L r_i}{l_l} \quad (3.32)$$

4 CÁLCULO ANALÍTICO

Neste capítulo são abordados os procedimentos de projeto da máquina recomendados por (HENDERSHOT; MILLER, 1994; PAULA, 2011), adaptados conforme Tabela 2.

Tabela 2 – Procedimentos de projeto de MSIP sugerido por (PAULA, 2011).

1	Discriminação das características necessárias aos motores utilizados em veículos elétricos.
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. Caso a distribuição não aproveite ao máximo o estator, repetir o passo número 6.
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.

4.1 CARACTERÍSTICAS DESEJADAS

É desejável que o motor possua alta densidade energética (capacidade de desenvolver trabalho alta e baixo volume mássico) o que para MSIPs costuma ser equivalente a utilizar ímãs de terras raras.

Para (CHAU; CHAN; LIU, 2008) o MSIP desenvolvido para tração veicular deve focar nas seguintes características:

- Alta densidade de energia e torque - ímã;
- Larga faixa de velocidade, com torque alto em baixa velocidade e com torque baixo em alta velocidade;

- Confiabilidade e robustez para atender as constantes partidas e paradas;
- Alta eficiência em larga faixa de velocidade e torque;
- Bom desempenho em transitórios - arrancadas;
- Facilidade de controle;
- Baixo ruído acústico;
- Custo razoável para produção em massa.

São aspectos desafiadores e certamente de grande importância para o motor elétrico. A densidade de energia está ligada a qualidade do ímã (densidade energética, desmagnetização, temperatura de trabalho, etc), mas outros fatores como alta capacidade de corrente nas bobinas, número elevado de polos e entreferro pequeno também ajudam.

A capacidade de operar em diferentes faixas de velocidade tem como alguns desafios o projeto para o ferro nas frequências mais altas de operação (evitando a saturação), redução das harmônicas e conversor de energia adequado.

4.2 APLICAÇÃO

Com foco em aplicação num veículo elétrico são estimadas dimensões para o motor aplicado em uma roda de motocicleta.

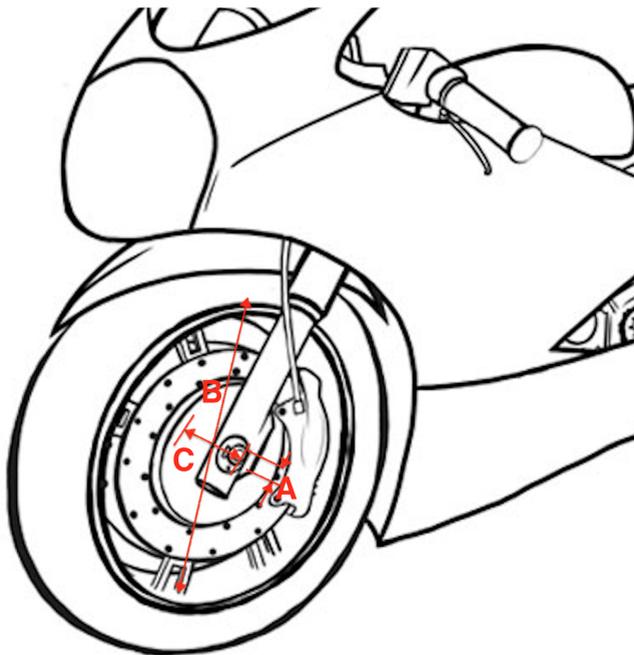
Ainda tendo em vista a aplicação do motor em uma roda de motocicleta os parâmetros mecânicos limitantes podem ser obtidos, como na Figura 21.

Nesse caso, para uma roda de motocicleta convencional os parâmetros dimensionais máximos do motor ficam definidos como na Figura 21:

- a) diâmetro do eixo de suporte $A = 3[cm]$
- b) diâmetro externo da roda $B = 18[in]$
- c) distância entre as pontas do garfo $C = 14[cm]$

O projeto ainda deve considerar a velocidade para a qual a potência máxima P_{max} será desenvolvida - em 75% da velocidade máxima v_{max} por exemplo.

Figura 21 – Parâmetros máximos para o motor a partir das dimensões de uma roda de motocicleta.



Fonte: Autor

4.3 ESCOLHA DO ÍMÃ

Idealmente seria utilizar ímãs de terras raras pois a potência no eixo deve ser alta. Mas por conveniência será considerada a indução magnética remanente para ímãs de ferrite na seção de cálculo.

Normalmente informações da indução magnética de trabalho B_M são obtidas a partir das informações técnicas providas pelo fabricante a respeito do ímã, que é escolhido de acordo com a necessidade de projeto verificada após a etapa de simulação.

Na Figura 18 o segundo e mais importante quadrante da curva BH é mostrado, bem como o ponto de operação para o ímã.

4.3.1 Coeficiente de permeância

O eixo das ordenadas na Figura 18 mostra a densidade de trabalho do campo magnético B_M menor que a densidade residual do campo B_r , conforme o coeficiente de permeância P_C .

Segundo HANSELMAN (2003, página 39) o P_C costuma ser maior que 4 e tipicamente fica entre 4 e 6, já (HENDERSHOT; MILLER, 1994) propõe o valor 10 como uma boa primeira estimativa. O P_C está relacionado com a densidade de fluxo que atravessa o entreferro g , e pode ser calculado segundo a equação (4.1), onde L_M é a espessura do ímã.

$$P_C = \frac{L_M}{g} \quad (4.1)$$

4.4 ENTREFERRO

Do ponto de vista analítico diminuir o entreferro é a maneira mais barata de se obter maior torque. No entanto mecanicamente é custoso tanto produzir (máquinas e processos) quanto manter (manutenção e condições de trabalho) um entreferro pequeno, outras bibliografias recomendam valores para g proporcionais a potência da máquina (HENDERSHOT; MILLER, 1994), como na equação (4.2).

$$gap = \begin{cases} \text{baixa potência, } 0,13 < g < 0,25\text{mm} \\ \text{media potência, } 0,38 < g < 0,51\text{mm} \\ \text{alta potência, } 0,64 < g < 0,89\text{mm} \end{cases} \quad (4.2)$$

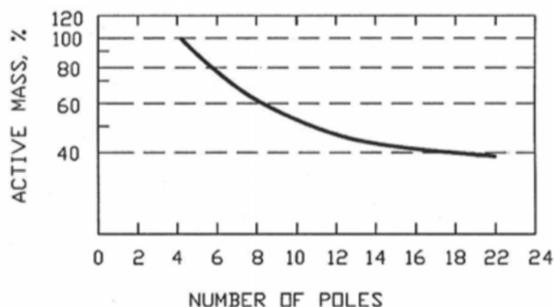
Para o motor estudado será utilizado um entreferro pequeno, de $g \approx 0,6\text{mm}$.

4.5 NÚMERO DE POLOS E RANHURAS

A determinação do número de polos e ranhuras do motor segue a recomendação de GIERAS (2009) para que se tenha muitos polos com o número de ranhuras N_s por polo p por fase m fracionário, a fim de reduzir o *cogging torque*.

Diversas formas de se otimizar o *cogging torque*, como por exem-

Figura 22 – Curva de redução da massa em função do número de polos para o MSIP de rotor externo.



Fonte: (GIERAS, 2009)

plu alterar o formato do dente do estator, são conhecidos e podem ser otimizados numa etapa posterior a simulação por MEF.

Segundo (GIERAS, 2009) o volume de ferro na coroa do rotor pode ser reduzida significativamente com aumento do número de polos, na proporção da curva da Figura 22, o que é bastante interessante do ponto de vista da economia de material magnético e de espaço para reforçar a estrutura mecânica e reduzir custo mas traz outros desafios para a alimentação (tensão menos trapezoidal) e construção mecânica da máquina (disposição dos polos no rotor).

4.6 DISTRIBUIÇÃO DE BOBINAS NO ESTATOR

Segundo (SCHMITZ, 2017) as bobinas devem ter seus enrolamentos dispostos de forma concentrada e não distribuída, pois com a disposição concentrada um fluxo trapezoidal é obtido.

As bobinas devem estar distribuídas de modo a não enlaçar mais do que 180° elétricos de fluxo de um polo magnético, o que acarretaria na redução do valor de fluxo máximo.

Uma forma de distribuir as bobinas do motor discutida na seção 4.6.1 segue os procedimentos recomendados por HANSELMAN (2003, página 126). Uma ferramenta de auxílio no processo de teste de diferentes tipos de bobinagem com relação a diferentes números de ranhuras, polos e fases é disponibilizada em EMETOR (2018).

4.6.1 Distribuição das bobinas

Para proceder com a determinação da distribuição das bobinas a equação (4.3) pode ser considerada para determinar o número máximo de bobinas por fase - considerando laço de 180° de fluxo magnético.

$$N_{BF_{max}} = \frac{N_{RANHURAS}^o}{N_{FASES}^o} \quad (4.3)$$

Em seguida o cálculo mostrado na equação (4.4) serve para determinar a ranhura aonde a bobina da fase em questão será colocada.

$$\sigma_{MAX} + \xi = \frac{N_{RANHURAS}^o}{N_{POLOS}^o} \quad (4.4)$$

Para a equação (4.4):

- σ_{max} = parte inteira da razão (espaço físico máximo);
- ξ = parte decimal da razão

A equação (4.4) significa que uma bobina que tem início na enésima ranhura n , terá fim na ranhura

$$\begin{aligned} n + \sigma_{max} & \text{ para bobina de número ímpar} \\ n - \sigma_{max} & \text{ para bobina de número par} \end{aligned} \quad (4.5)$$

a ser bobinada, para a mesma fase, com distribuição concentrada no sentido anti-horário.

Para conhecer a localização da bobina subsequente é usado S_F definido pela equação (4.6), que indica a quantas ranhuras se encontra o início da próxima bobina.

$$S_F = \begin{cases} \sigma_{MAX} + 1, & \xi \geq 0,5 \\ N_{SS} - \sigma_{max}, & \xi < 0,5 \end{cases} \quad (4.6)$$

Aonde N_{SS} o número de ranhuras por seção conforme equação (4.7), que é a razão entre o número de ranhuras N_s pelo menor divisor comum ($MDC()$) entre o máximo número de bobinas por fase $N_{BF_{MAX}}$ e o número de par de polos $p/2$.

$$N_{SS} = \frac{N_{RANHURAS}^o}{MDC(N_{BF_{MAX}}, p/2)} \quad (4.7)$$

A partir das equações (4.6) e (4.7) fica definido que para uma mesma fase, uma bobina terminada numa ranhura x terá como subsequente a bobina iniciada na ranhura $x + S_F$.

Após o término da distribuição de bobinas de uma das fases na ranhura y o início das bobinas da fase seguinte se dá na posição $y + Offset$, definido conforme equação (4.8).

$$Offset = \frac{2}{3} \cdot \frac{N_{RANHURAS}^o}{N_{POLOS}^o} + k \cdot \frac{N_{RANHURAS}^o}{p} \quad (4.8)$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Visualmente deve ser possível verificar a qualidade da bobinagem, o que é importante pois pode ocorrer do método apresentado não preencher igualmente ou satisfatoriamente (com bom aproveitamento de espaço) as ranhuras no estator. A qualidade da bobinagem pode ser melhorada com o aumento do σ respeitando o limite σ_{MAX} , conforme a equação (4.4).

4.7 FLUXO POR POLO

Para ímãs em arco ao longo do perímetro do motor, a equação (4.9) mostra a relação entre o diâmetro interno do rotor D_{ir} , o comprimento do pacote de chapa L_{STK} e o número de polos p para obtenção da área de cada polo.

$$A_M = \frac{D_{ir} \cdot \pi \cdot L_{STK}}{p} \quad (4.9)$$

Na equação (4.9) é considerado que os ímãs são dispostos lado a lado com pouco espaço entre eles. O fluxo por polo ϕ_p pode então ser calculado pela equação (4.10), que além da área do polo A_M depende da densidade de fluxo no mesmo B_M .

$$\phi_p = B_M \cdot A_M \quad (4.10)$$

Já o diâmetro interno livre da roda D_{il} é a diferença entre o diâmetro externo do estator D_{ee} e duas vezes a espessura da carcaça do rotor E_{cr} cujo valor calculado em (4.11).

$$E_{cr} = \frac{B_M \cdot A_M}{2 \cdot B_{MAX} \cdot L_{STK}} \quad (4.11)$$

O diâmetro interno do rotor D_{ir} é dado pela equação (4.12) considerando o diâmetro interno livre D_{il} como a diferença entre o diâmetro externo do rotor D_{re} e duas vezes a espessura do ferro do rotor: $D_{il} = D_{re} - 2 \cdot E_{cr}$.

$$D_{ir} = D_{il} - 2 \cdot L_M \quad (4.12)$$

Sendo L_M a espessura do ímã.

4.8 NÚMERO DE ESPIRAS POR BOBINA

O número de espiras por bobina pode ser obtido pela equação (4.14) que considera o número de caminhos paralelos a , a relação do fluxo que atravessa o entreferro ϕ_g e o fluxo por polo ϕ_p , chamada fator de dispersão do fluxo f_{LKG} e o coeficiente de tensão k_e é definido para ímãs de ferrite como na equação (4.13) (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

$$k_e = \frac{V_{CC} \cdot 0,8}{w_{max}} \quad (4.13)$$

$$N_{eb} = \frac{k_e \cdot \pi \cdot a}{2 \cdot p \cdot f_{LKG} \cdot N_{BF} \cdot \phi} \quad (4.14)$$

4.9 DENTE DO ESTATOR

O formato do dente do estator influencia diretamente no desempenho do motor por influenciar na forma como o fluxo é distribuído no entreferro e na saturação do ferro do estator.

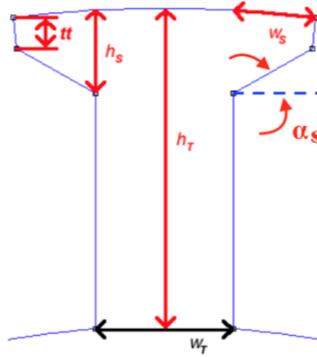
Para uma primeira avaliação do motor foi escolhido um desenho simples para o dente (SCHMITZ, 2017) cujas principais dimensões são mostradas na Figura 23 e também na rotina de cálculo do Apêndice A.

O número de dentes pode ser calculado na equação (4.15) que considera a densidade de fluxo magnético máxima que o dente deverá suportar B_T e a largura deste w_T , conforme equação (4.16).

No entanto para o presente trabalho foi escolhido seguir a sugestão de (ISHAK; ZHU; HOWE, 2004) e manter duas unidades de diferença entre o número de ranhuras e de polos, a fim de obter um melhor comportamento do fluxo do motor, ou seja, $p = N_s \pm 2$.

$$N_{dentes}^\circ \cdot B_T \cdot L_{STK} \cdot w_T = f_{LKG} \cdot p \cdot \phi \quad (4.15)$$

Figura 23 – Dimensões do dente escolhido para o estator.



Fonte: Adaptado de (PAULA, 2011)

Em 4.15 a largura do dente w_T depende do fator de dispersão do fluxo f_{LKG} , da densidade de fluxo magnético por polo B_M , do diâmetro interno do rotor D_{ie} , do número de ranhuras N_s e da densidade de fluxo magnético máxima no dente B_T .

$$w_T = \frac{f_{LKG} \cdot B_M \cdot \pi \cdot D_{ir}}{N_s \cdot B_T} \quad (4.16)$$

É boa prática usar o valor da indutância magnética máxima B_T no dimensionamento de outros parâmetros com uma folga operacional para que mesmo com o fluxo das bobinas somado ao do ímã não ocorra saturação.

4.9.1 Sapata do dente

No presente trabalho são calculados a largura e altura da sapata do dente, w_s e h_s respectivamente, considerando o ângulo da sapata α_s mostrado na Figura 23.

A escolha da altura da sapata h_s com mesmo valor da largura da sapata w_s como mostra a equação (4.17) tem o intuito de minimizar a possibilidade de saturação do dente (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

$$w_s = \frac{\pi \cdot D_{ss} - N_s \cdot (w_o + w_T)}{2 \cdot N_s} \quad (4.17)$$

A equação 4.17 leva em conta, além do diâmetro externo do estator D_{ee} , o número de ranhuras N_s , a distância entre sapatas de dentes vizinhos w_o e a largura da base do dente w_T .

Para w_o é necessário considerar a facilidade de alocação dos condutores nas ranhuras em detrimento da distribuição uniforme do fluxo no entreferro o que influencia no torque e *cogging torque* do motor.

Já a altura do dente h_T é um compromisso entre a área disponível para os condutores e para o fluxo na coroa do estator E_{ce} , sendo que (HANSELMAN, 2003) recomenda adotar medidas que resultem valores entre 0,25 a 0,5 para a relação entre a altura do dente e da sapata.

Para garantir a passagem do fluxo no entreferro do estator deve ser calculada a espessura da carcaça do estator E_{ce} conforme a equação (4.18), aonde, para garantir certa folga operacional (no intuito de prevenir a saturação em situações de estresse) é viável desconsiderar a dispersão de fluxo f_{LKG} fazendo seu valor unitário.

$$E_{ce} = \frac{B_M \cdot A_M \cdot f_{LKG}}{2 \cdot B_{MAX} \cdot L_{STK}} \quad (4.18)$$

Feitas as definições dimensionais para o estator e rotor a altura máxima da ranhura $h_{T_{MAX}}$ depende do diâmetro externo do estator D_{ss} e da altura da carcaça deste E_{ce} como mostra a equação 4.19.

$$h_{T_{MAX}} = \frac{D_{ss} - D_{eixo} - 2 \cdot E_{ce}}{2} \quad (4.19)$$

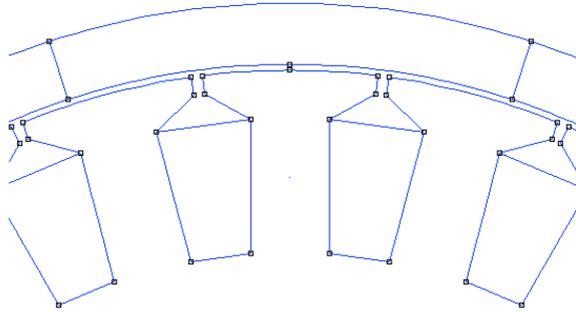
4.10 ÁREA DE RANHURA E DIÂMETRO DOS CONDUTORES

4.10.1 Ranhura

Para a ranhura na Figura 24 a equação (4.20) pode ser usada para o cálculo geometria, permitindo assim estimar o espaço útil para os condutores das bobinas.

$$A_{ranhura} = \frac{\left[\left(D_{ee} - 2 \cdot h_S \right)^2 - \left(D_{ee} - 2 \cdot h_T \right)^2 \right] \cdot \pi - w_T \cdot (h_T - h_S)}{4 \cdot N_s} \quad (4.20)$$

Figura 24 – Área da ranhura escolhida.



Fonte: Autor

4.10.2 Condutores

Para o cálculo da área de seção transversal dos condutores é útil entender que o o preenchimento da ranhura pelos condutores não se dá de forma completa mas sim em torno de 30% a 35% para enrolamentos duplos e entre 65% a 70% para enrolamentos simples (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Seja D_w o diâmetro do condutor usado no motor, a fim de considerar imperfeições na bobinagem e disposição não ótima dos condutores a sua seção transversal é suposta quadrada e de lado conforme equação (4.21) onde f_{slot} assume os valores de preenchimento discutidos anteriormente.

$$D_w = \sqrt{\frac{A_{ranhura} \cdot f_{slot}}{N_{\substack{espiras \\ bobinas}}}} \quad (4.21)$$

4.11 RESISTÊNCIA ÔHMICA PARA AS FASES

Nesta seção é feita uma estimativa do valor da resistência dos enrolamentos por fase R_{fase} segundo a equação (4.22).

$$R_{fase} = CMV \cdot N_{\substack{espiras \\ bobinas}} \cdot N_{\substack{bobinas \\ fase}} [\Omega] \quad (4.22)$$

O cálculo de R_{fase} considera o comprimento médio de uma volta de espira CMV calculado na equação (4.23).

$$CMV = 2 \cdot \left(1, 2 \cdot L_{STK} + \frac{\pi \cdot D_{EXE} \cdot \sigma}{N_s} \right) \quad (4.23)$$

O cálculo de CMV considera duas vezes o comprimento do pacote de chapa do estator L_{STK} e duas vezes a altura da cabeça de bobina que pode ser aproximado pela espessura do dente do estator $\approx w_s$ quando o número de espiras por bobina é pequeno.

4.12 CORRENTE E TORQUE PELA VELOCIDADE [TO DO]

Nesta seção a corrente que passa em duas bobinas do motor é calculada pela equação (4.24) aonde w_M é a velocidade mecânica, V_{cc} a tensão de barramento e R_{linha} a resistência de duas bobinas em série.

$$I = \frac{V_{cc} - k_e \cdot w_M}{R_{linha}} \quad (4.24)$$

De maneira análoga o torque é obtido segundo equação (4.25).

$$T = k_t \cdot I \quad (4.25)$$

4.13 PERDAS RESISTIVAS

As perdas magnéticas são relativamente proporcionais a velocidade da máquina e compõe certa importância nas perdas totais da máquina (HENDERSHOT; MILLER, 1994), embora precedidas das perdas ôhmicas estimadas na equação (4.26).

$$P_{ohm} = R_{linha} \cdot I_{RMS}^2 \quad (4.26)$$

4.14 FLUXO CONCATENADO E INDUTÂNCIA E TORQUE A VAZIO

O estudo do torque a vazio ou *cogging torque* será abordado nas seções 5.7.2 e 5.10 dada a dificuldade em ser estimar analiticamente seu comportamento e magnitude.

4.14.1 Fluxo magnético

Para o PMSM de corrente contínua trapezoidal o comportamento do fluxo concatenado esperado é triangular ou trapezoidal, como ilustrado na Figura 4. Isso permite que sejam alcançados valores mais altos de fluxo.

Para calcular o fluxo concatenado nas bobinas ψ de aspecto triangular, segundo (SCHMITZ, 2017), o enrolamento do estator deve ser concentrado, ou seja possuir valor de ranhura por polo e por fase q menor que 1, $q < 1$.

$$q = \frac{N_s}{m \cdot p} \quad (4.27)$$

Outra consideração para o fluxo do motor é apresentada em PAULA(2011,página 50) a respeito do tamanho do passo de bobina σ_b ser menor que o passo polar σ_p , ou seja $\sigma_b < 180^\circ$ elétricos, pois acarretaria na redução do fluxo concatenado máximo do motor. Dessa forma o número máximo de bobinas por fase N_{BFMAX} é dado pela equação (4.28).

$$N_{BFMAX} = \frac{N_{RANHURAS}^o}{N_{FASES}^o} \quad (4.28)$$

4.14.2 Cálculo da indutância

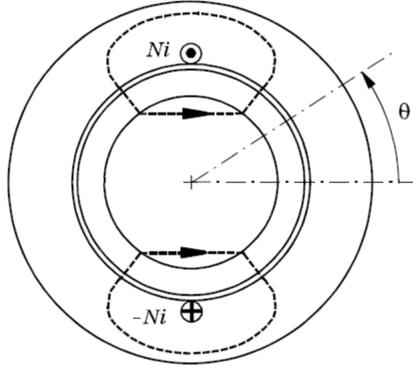
Para o cálculo da indutância existem diferentes formas de cálculo analítico mais apropriados para certas características do motor como bobinagem, número de ranhuras por polo por fase q , entre outros.

Uma abordagem mais didática pode ser feita partindo do motor de passo pleno da Figura 25 - $\sigma_M = \sigma_b$, no qual o número de ranhuras por polo por fase seria unitário pois

$$q = \frac{N_s}{p \cdot m} = \frac{2}{2 \cdot 1} \quad (4.29)$$

Sendo a força magnetomotriz (FMM) para um caminho de fluxo completo dada pelo produto do número de espiras N_e com a corrente na bobina i então, para um ferro de relutância desprezível (e.g. permeabilidade infinita) as linhas de fluxo ficam então expremidas nos cantos do caminho de passagem do fluxo, de modo que a FMM é concentrada através de dois entreferos efetivos.

Figura 25 – Esquemático do motor de passo pleno.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

Para cada entreferro efetivo levando em conta a altura (espessura) dos ímãs L_M , montados na superfície do rotor, a permeabilidade relativa de reuo μ_{rec} será considerada unitária, semelhante ao procedimento para a máquina trapezoidal (TAVARES, 1989).

Assim a queda da FMM através do entreferro é

$$FMM = \frac{N_e \cdot i}{2} \quad (4.30)$$

e para o fluxo atravessando o entreferro na direção radial a força magnetizante em cada entreferro é calculada em (4.31).

$$H = \frac{N \cdot i}{2 \cdot g_e} \quad (4.31)$$

Aonde g_e é o entreferro efetivo para o rotor externo com ímãs, calculado em (3.13).

4.14.2.1 Fator de Carter para o motor com rotor de ímãs superficiais

Para o motor de rotor externo e ímãs permanentes estudado o fator de Carter k_c é calculado por 4.32

$$k_c = \frac{5 + s}{5 + s - s^2/\lambda} \quad (4.32)$$

Aonde os coeficientes adimensionais s e λ representam as relações em 4.33 e 3.19 respectivamente.

$$s = \frac{w_0}{g} \quad (4.33)$$

e λ a relação entre o passo de ranhura σ_r e o entreferro g

$$\lambda = \frac{\sigma_r}{g} \quad (4.34)$$

4.14.2.2 Indução magnética no entreferro

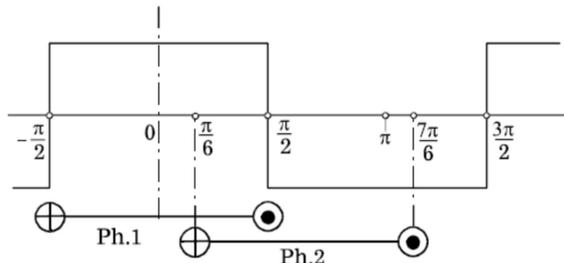
A indução produzida pela força magnetizante do diâmetro do entreferro $D_g = (D_{ri} + D_{ei})/2$ pode ser estimada por

$$B_{ga} = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot i}{2 \cdot g_e} \quad (4.35)$$

Considerando uma distribuição de fluxo uniforme, como a mostrada na Figura 26 o fluxo concatenado ψ é o produto da indutância magnética no entreferro B_{ga} pela área de um polo no cilindro radial de diâmetro D_g como mostra a equação 4.36.

$$\psi = N_e \cdot B_{ga} \frac{\pi \cdot D_g}{p} L_{STK} \quad (4.36)$$

Figura 26 – Fluxo uniforme e sobreposição de espiras.



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

4.14.3 Indutância total por fase

A indutância total de fase é calculada pela adição das indutâncias própria de entreferro L_g , de ranhura L_{slot} e de cabeça de bobina L_{end}

$$L_{ph} = L_g + L_{slot} + L_{end} \quad (4.37)$$

4.14.3.1 Indutância própria por fase

O fluxo concatenado ψ pode ser relacionado a corrente de uma bobina com N_e espiras e sua indutância própria no entreferro L_g pela relação , aonde a corrente i é simbólica e proporcional a corrente necessária num dado número de espiras para gerar o fluxo concatenado observado ψ .

$$\psi = L_g \cdot i \quad (4.38)$$

Estendendo esse conceito para a indutância própria de entreferro da bobina do motor na Figura 25, a indutância própria de entreferro da bobina associada é dada pela equação (4.39). Para (4.39) T_{ph} é o valor obtido da razão entre o número de espiras em série por fase N_p pelo número de caminhos paralelos do condutor a .

$$L_g = \frac{\psi}{i} = \frac{\pi \mu_0 \cdot T_{ph}^2 \cdot L_{STK} \cdot D_g}{p^2 \cdot g_e} \quad (4.39)$$

O parâmetro a é usado para situações em que é mais vantajoso usar múltiplos condutores de menor frente a seção transversal maior para um único condutor, como no caso da abertura de ranhuras ser muito pequena.

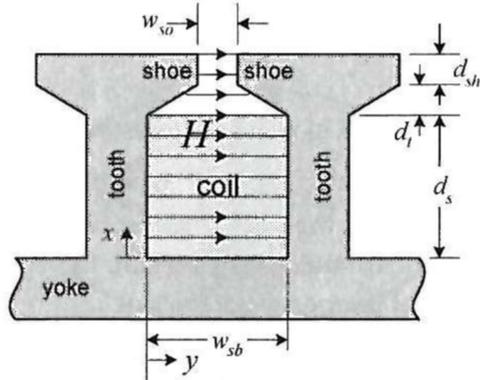
4.14.3.2 Indutância de ranhura

A indutância de dispersão de ranhura L_{slot} está associada ao fluxo que não passou pelo entreferro mas sim pela parede dos dentes de ranhura.

Portanto, de forma análoga ao método utilizado para calcular a indutância própria de entreferro L_g a indutância de dispersão da ranhura é calculada conforme a geometria da ponta do dente de ranhura pela relação na equação (4.40) que considera a geometria da Figura 27.

$$L_{slot} = \left(2 \cdot N_e\right)^2 \cdot (L_{STK} \cdot \mu_0) \left[\frac{d_s}{3 \cdot \omega_{sb}} + \frac{d_t \cdot 2}{\omega_{so} + \omega_{sb}} + \frac{d_{sh}}{\omega_{so}} \right] \quad (4.40)$$

Figura 27 – Fluxo disperso na ranhura (HANSELMAN, 2003).



Fonte: (HANSELMAN, 2003)

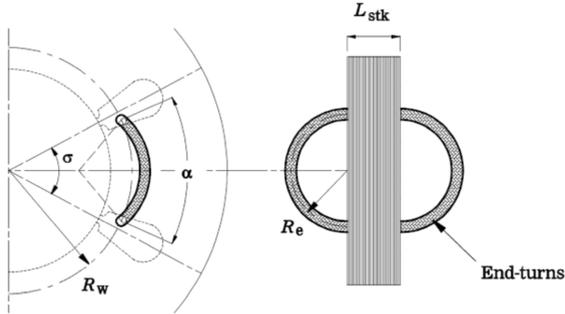
4.14.3.3 Indutância de cabeça de bobina

A forma como os enrolamentos são dispostos influencia na criação de uma indutância entre os mesmos. É fácil imaginar que quanto maior o passo de bobina maior a indutância de cabeça de bobina pois maior é a distância percorrida pela corrente para cada espira de bobina e consequentemente também maior é a área efetiva fora do pacote de chapas L_{STK} do estator compreendida pelo condutor, como ilustra o esquema na Figura 28.

Embora de menor representatividade que a indutância própria de entreferro L_g e de dispersão na ranhura L_{slot} a indutância de cabeça de bobina L_{end} é significativa e deve ser estimada pela relação

$$L_{end} = \mu_0 \cdot R_e \cdot N_{eb}^2 \cdot \left[\ln \left(\frac{8 \cdot R_e}{R_w} \right) - 2 \right] \quad (4.41)$$

Figura 28 – Disposição da cabeça de bobina no motor.



Fonte: PPGEEL - UFSC

Para a L_{end} descrita na equação (4.41) R_e representa raio médio da circunferência na cabeça da bobina ilustrada na Figura 28 que pode ser calculado como meio passo de bobina σ_b como em (4.42).

$$R_e = \frac{\sigma_b}{2} \quad (4.42)$$

Já R_w é o raio médio geométrico ilustrado na porção mais a esquerda da Figura 28.

Na seção seguinte serão apresentados os resultados da simulação usando o método de elementos finitos para o motor dimensionado.

5 RESULTADOS

5.1 CONSIDERAÇÕES PARA A SIMULAÇÃO

Este trabalho usa o método de elementos finitos (MEF) em duas dimensões para obter os resultados numéricos de indução magnética, indutâncias e cooging torque. Todas as simulações são realizadas considerando a não linearidade do aço do estator e do rotor. Os resultados numéricos foram obtidos usando-se o software SPEED comercializado pela empresa Siemens PLM. Comparações entre os resultados analíticos e numéricos são realizadas ao final do capítulo.

5.2 MOTOR PROPOSTO

A Figura 29 baseada na dissertação de SCHMITZ (2017, página 160) apresenta a geometria do motor com rotor externo e ímãs permanentes superficiais escolhida para este trabalho. Com a geometria e seus parâmetros geométricos definidos, desenvolveu-se uma rotina em MathCad para o dimensionamento analítico deste motor. Com esta rotina, detalhada no Apêndice A, obtém-se alguns parâmetros do motor que são comparados com os resultados de simulações pelo MEF.

Os parâmetros da configuração na Figura 29 são listados na Tabela 3.

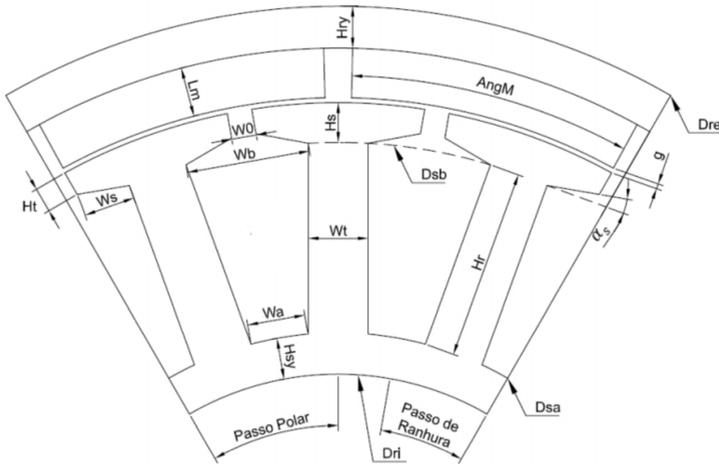
Com os parâmetros definidos na Tabela 3 é possível utilizar a rotina de cálculo do Apêndice A para obter os parâmetros necessários do motor e assim comparar os resultados analíticos com os resultados numéricos obtidos com o MEF.

5.3 BOBINAGEM

Como discutido na seção 4 a disposição das bobinas deve conferir adequado passo de bobina para que o valor do fluxo concatenado seja o maior possível. A bobinagem usada é mostrada na Figura 30.

Dado o número de ranhuras $N_s = 18$, o ângulo entre duas ranhuras é de $360^\circ/N_s = 20^\circ$. Já o ângulo coberto por um ímã é de $360^\circ/12 = 30^\circ$, logo o laço de bobina para a bobinagem usada compreende 120° elétricos, como visto na seção 2.1.1.

Figura 29 – Dados da geometria do motor baseado no trabalho



Fonte (SCHMITZ, 2017)

5.4 CALCULOS E SIMULAÇÃO USANDO O MEF

Nesta seção são aplicados cálculos analíticos para os parâmetros do motor proposto e são apresentados os resultados de simulação pelo MEF.

A simulação usando o MEF oferece várias vantagens como permitir visualizar a indução magnética e a distribuição das linhas de fluxo magnético no motor por intensidade de cores conforme a Figura 31. A partir da escala mostrada nesta figura, pode-se fazer uma avaliação superficial da magnitude das induções magnéticas.

A Figura 32 mostra um zoom da Figura 31 e, analisando esta figura, nota-se que os valores máximos das induções magnéticas no dente do estator e na coroa do rotor se encontram dentro dos valores previstos analiticamente.

5.5 TORQUE

O torque e a velocidade do motor são normalmente os primeiros parâmetros do projeto analisados por estarem diretamente associados

Tabela 3 – Informações de entrada dos cálculos para o motor proposto.

velocidade do motor	3000rpm
torque no eixo do motor	18N · m
relação de torque por volume do rotor - TRV	2864 N · m/m ³
número de polos do motor - p	12
coeficiente de permeância - PC	10
relação entre L_{STK} e $D_{es} - \alpha$	1
entreferro - g	0,6mm
indução remanente do ímã de ferrite - B_r	0,405T
permeabilidade magnética de recuo do ímã (relativa) - μ_{rec}	1,1
fator de dispersão do fluxo magnético - f_{LKG}	0,9
indução magnética no dente do estator - B_{st}	1,45T
indução magnética na coroa do estator - B_{sy}	0,9T
número de ranhuras do estator - N_s	18
abertura de ranhura do estator - w_0	3mm
altura do pescoço de ranhura - H_t	3mm
ângulo da ranhura - α_s	15°
diâmetro interno do rotor - D_{ir}	100mm

a necessidade da aplicação.

Uma forma de mostrar a evolução das máquinas elétricas é pela maior capacidade de produzir torque num menor volume - também custo e peso. Conforme consta no Apêndice A foi estipulado o torque desejado no eixo como sendo $\tau_{eixo} = 18N \cdot m$ e velocidade de operação $v = 3000rpm$.

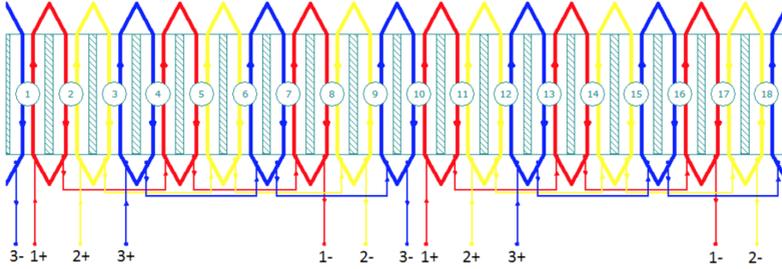
Com τ_{eixo} e v , a potência no eixo é calculada segundo (5.1).

$$P_{eixo} = \tau_{eixo} \cdot \omega = \tau_{eixo} \cdot v \cdot \frac{2\pi}{60} = 62W \quad (5.1)$$

5.6 DIMENSÕES

O torque por volume do rotor pode ser estimado pela tensão tangencial de acordo com o tipo de ímã usado no rotor (HENDERSHOT; MILLER, 1994). Aqui será adotado para o ímã de ferrite o valor $TRV = 2684N \cdot m/m^3$. Com isso, pode-se calcular o comprimento do pacote de chapas do motor.

Figura 30 – Bobinagem utilizada para o motor simulado.



Fonte: Autor

$$L_{STK} = \sqrt[3]{\frac{\tau_{eixo}^4}{\pi \cdot TRV}} = 0,2m \quad (5.2)$$

Para um comprimento do pacote de chapa do ferro de $20cm$, obtido segundo (5.2), e adotando-se o diâmetro externo do rotor igual ao comprimento do pacote de chapa $D_{er} = L_{STK}$, o raio interno do ímã pode ser calculado por (5.3).

$$R_{im} = \frac{D_{er}}{2} - L_M - E_{cr} = 0,088m \quad (5.3)$$

Neste trabalho, adotou-se para o coeficiente de permeância P_c o valor sugerido por (HENDERSHOT; MILLER, 1994): $P_c = 10$. De forma análoga foi estipulada a altura da coroa do rotor como (5.4). Esse valor foi confirmado, posteriormente, via simulação usando-se o MEF.

$$E_{cr} = 1,067 \cdot L_M \quad (5.4)$$

5.7 TORQUE

Pelo MEF o torque em função da posição do rotor é obtido de forma semelhante ao *cogging torque*, mas com duas bobinas alimentadas com correntes em sentidos opostos. Em ambos os casos, realiza-se a rotação de 360° do rotor.

Como discutido na seção 2.1.2 são adotadas três fases para que o motor possa ser ligado em triângulo Δ ou estrela Y . Isso, reduz significativamente a oscilação do torque em comparação ao uso de uma

fase apenas, por causa da variação do campo induzido em uma espira em relação ao campo dos polos magnéticos.

A Figura 33 mostra o torque obtido com o MEF.

5.7.1 Fluxo magnético e indução magnética no entreferro

O MEF permite verificar o comportamento do fluxo magnético e da indução magnética no motor. A Figura 34 mostra a indução magnética no entreferro do motor obtida pelo MEF. O comportamento da indução magnética para 30° mecânicos mostrado corresponde a 180° elétricos.

5.7.2 Torque a vazio ou *cogging torque*

O *cogging torque* é uma característica dos motores de ímãs permanentes proveniente da atração entre os ímãs e os dentes do estator, sendo um fenômeno indesejável na maioria dos motores por causa da oscilação provocada no torque de carga, além do ruído magnético associado.

Por outro lado, em se tratando de motor de tração para veículos elétricos existe a opção de um motor de relutância chaveada (polos salientes) que se aproveita da relutância causada pelos ímãs para auxiliar no torque e foi recentemente anunciado como opção escolhida para o carro *Model 3* da empresa Tesla.

Para obter o *cogging torque* é necessário levantar experimentalmente a curva de torque em uma revolução do rotor - o motor é rotacionado 360° . De forma analítica, no entanto, é possível apenas conhecer o número de picos do *cogging torque* fazendo o mínimo múltiplo comum do número de ranhuras N_s e de polos ($2 \cdot p$).

No entanto, ferramentas de simulação usando o MEF permitem calcular o comportamento e a amplitude do *cogging torque* estimando a interação dos ímãs com os dentes do estator para uma rotação do rotor sem alimentar as bobinas, ou seja, de modo que apenas os ímãs sejam fonte de campo magnético. A Figura 35 mostra o *cogging torque* obtido na simulação ao longo do intervalo angular mecânico de 20° que corresponde à 120° elétricos para a máquina e mais de um período para o *cogging torque*.

Através do resultado gráfico do *cogging torque* é possível sobrepor componentes harmônicas da onda de alimentação fundamental da

máquina a fim de estimar a componente de maior relevância para esse comportamento, permitindo assim identificar os aspectos mais relevantes para o *cogging torque* do motor em particular.

Para o motor em estudo neste trabalho a configuração de rotor externo deve contribuir para a redução dos efeitos do *cogging torque* por possuir alto momento de inércia. Da mesma forma motores de rotor interno ou externo funcionando em altas velocidades conseguem momento de inércia suficientemente grande para filtrar parte do *cogging torque*.

5.8 FEM INDUZIDA NAS BOBINAS

Pelo MEF foram obtidas as tensões induzidas nas bobinas do motor mostradas na Figura 36, com resultado condizente com o comportamento esperado dado o fluxo trapezoidal característico do motor discutido na seção 2.1.2.

Para o conversor de frequência responsável pela alimentação do motor é importante que ele seja capaz de chavear em fase a tensão e a corrente e considerar a sobretensão nas chaves que é crítica para altas indutâncias.

5.9 INDUÇÃO MAGNÉTICA

A indução magnética radial no entreferro B_g , estimada analiticamente conforme considerações da seção 4, é representada na Figura 37 em sobreposição a indução magnética obtida pelo MEF mostrada na Figura 34. Nesta figura o eixo das abscissas é representado em graus elétricos. Analisando esta figura, nota-se que o resultado analítico se aproxima bastante do resultado obtido com o MEF.

5.10 COGGING TORQUE

Como discutido na seção 5.7.2, é possível estimar analiticamente a quantidade de picos pelo mínimo múltiplo comum do N_s e p como segue

$$m.m.c.(N_s, p) = m.m.c.(18, 12) = 36 \quad (5.5)$$

Para 36 picos em 360° mecânicos o *cogging torque* se repete a

cada 10^o mecânicos, que é o comportamento observado na Figura 35.

5.11 INDUTÂNCIA

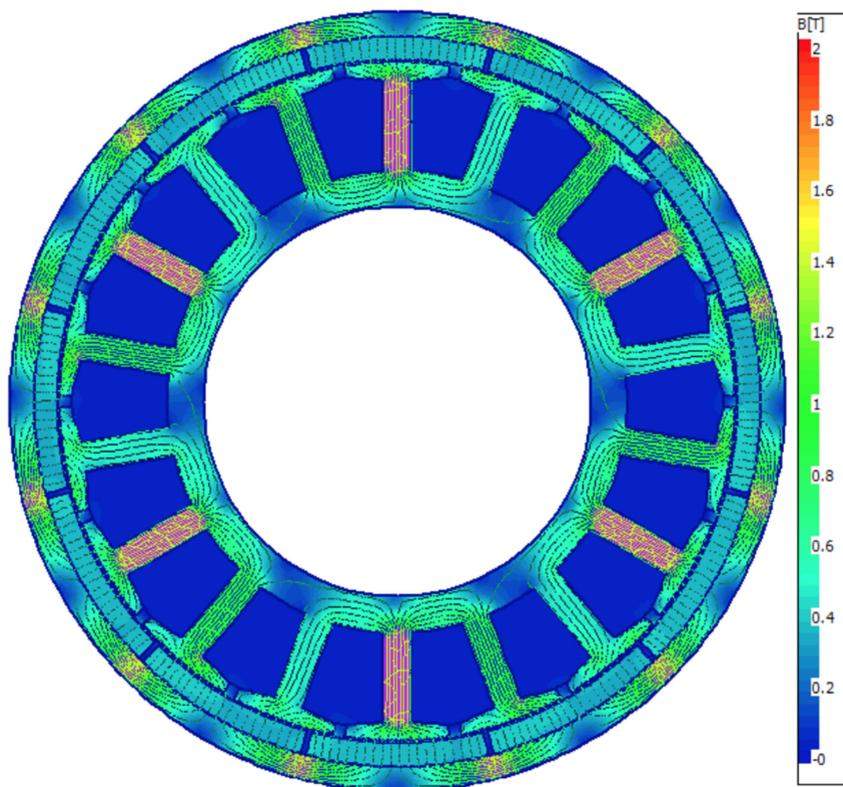
Pelo MEF foram também calculados os valores da indutância própria por fase e da indutância mútua por fase, mostrados na Figura 38.

Já na rotina de cálculos o valor estimado da indutância por fase foi de $2,833mH$ ficando a diferença entre os resultados calculada pela equação (5.6).

$$Dif\% = 100 * \frac{L_{MEF} - L_{ph}}{L_{MEF}} < 5\% \quad (5.6)$$

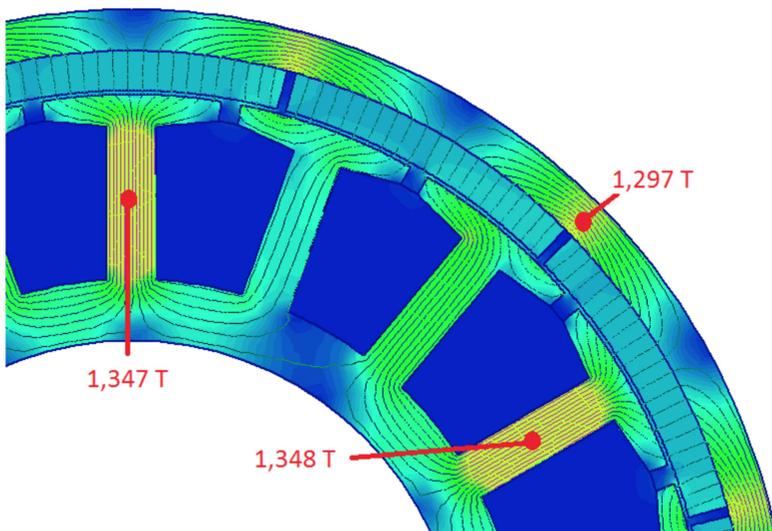
Portanto, conclui-se que a rotina de cálculo provêm uma boa estimativa de magnitude da indutância própria.

Figura 31 – Indução magnética e distribuição das linhas de fluxo magnético para o motor.



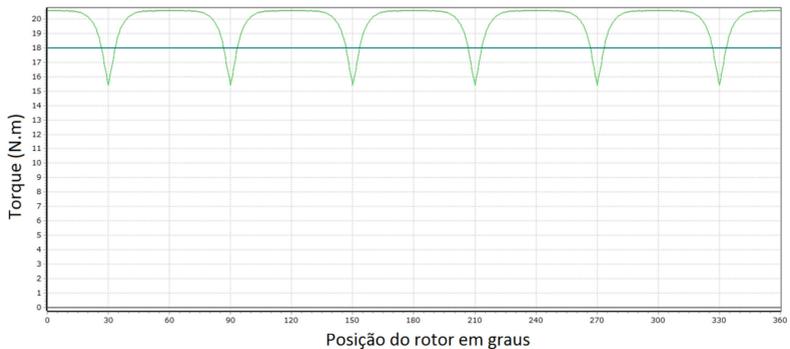
Fonte: Autor

Figura 32 – Indução magnética máxima pelo método dos elementos finitos.



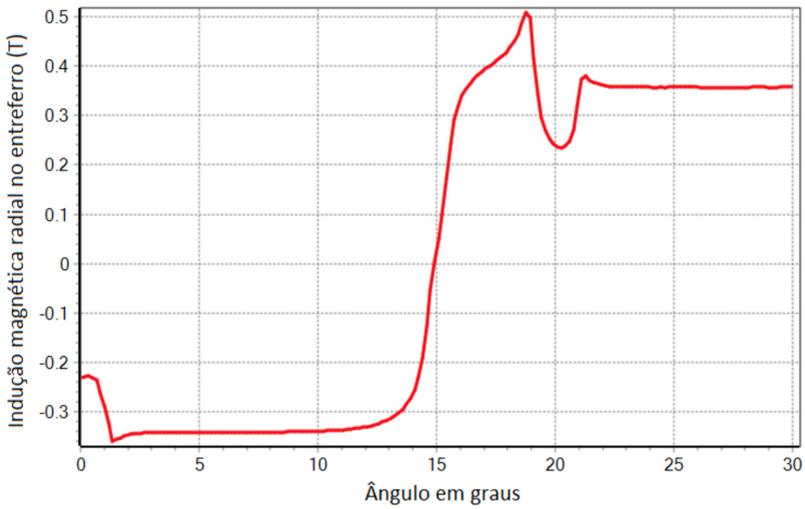
Fonte: Autor

Figura 33 – Torque obtido pela simulação usando o MEF.



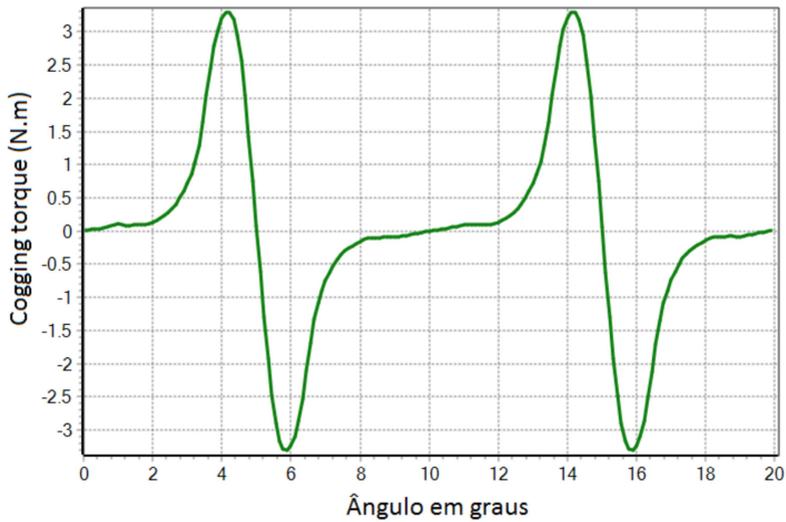
Fonte: Autor

Figura 34 – Indução magnética radial no entreferro pela posição angular mecânica correspondente a 180° elétricos.



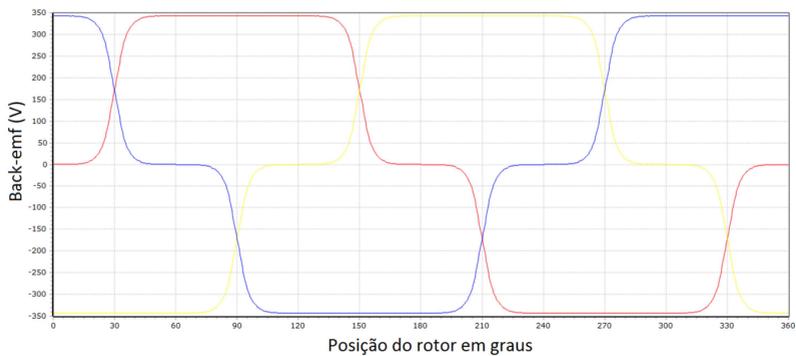
Fonte: Autor

Figura 35 – Torque a vazio - *cogging torque*, obtido pelo MEF para o dimensionamento na seção 5.4.



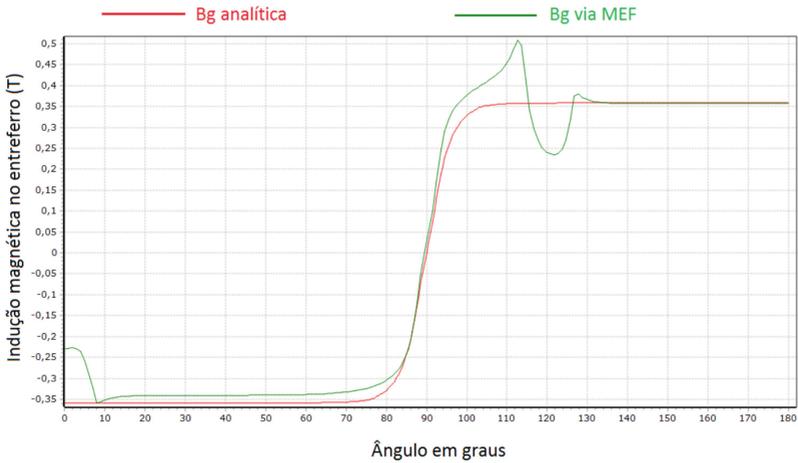
Fonte: Autor

Figura 36 – Forças eletromotrizes induzidas nas bobinas obtidas com o MEF para o motor proposto na seção 5.4.



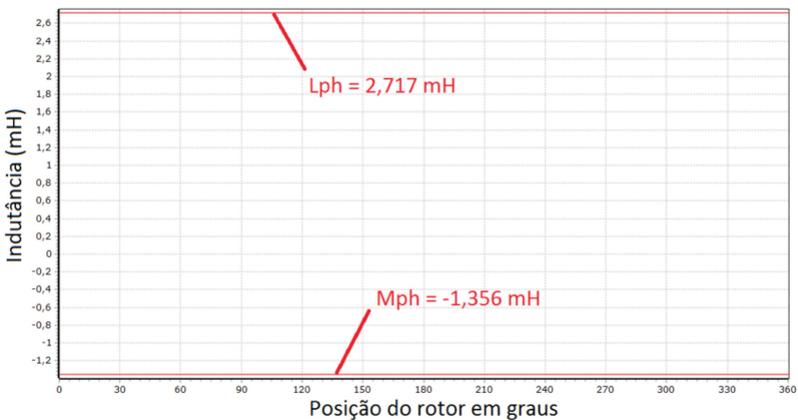
Fonte: Autor

Figura 37 – Sobreposição dos resultados analítico e numérico da indução magnética.



Fonte: Autor

Figura 38 – Indutância própria e indutância mútua, ambas por fase, obtidas com o MEF.



Fonte: Autor

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho desenvolveu-se uma rotina de cálculo que a partir de alguns dados de entrada como, por exemplo, a relação de torque por volume, obtêm-se as dimensões geométricas do rotor e do estator de um motor de corrente contínua sem escovas com ímãs permanentes superficiais e rotor externo. Com a geometria definida, a rotina de cálculo permite também determinar os parâmetros de projeto do motor como, por exemplo, a indutância por fase.

O método de elementos finitos em duas dimensões foi usado para: (i) verificar se as induções magnéticas no dente do estator e na coroa do rotor estavam dentro dos valores previstos no cálculo analítico; (ii) calcular as forças eletromotrizes; (iii) calcular o *cogging torque*; e (iv) calcular as indutâncias própria e mútua por fase. Para o motor projetado neste trabalho, houve boa concordância entre os resultados analíticos e os resultados obtidos pelo MEF.

A força eletromotriz induzida e a indutância própria são parâmetros importantes para o dimensionamento do circuito de alimentação do motor, pois permitem estimar a capacidade de variação da corrente e tensões máximas nas chaves.

Para a disposição das bobinas com enrolamentos concentrados e a escolha do número de ranhura por polo por fase proposto, verificou-se pelo MEF que o fluxo concatenado possui aspecto triangular, o que permitiu o uso das equações descritas na rotina de cálculo para determinar os parâmetros do motor.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Motores de indução possuem vantagens sobre os motores de ímãs permanentes no que diz respeito ao uso de energia em regime de trabalho constante, de baixo torque e de alta velocidade, o que está principalmente associado as perdas por corrente de *Foucault* devido ao forte campo gerado pelos ímãs permanentes.

Embora os princípios de funcionamento de motores elétricos sejam conhecidos, é difícil projetar um motor que tenha seus resultados experimentais muito próximos dos resultados calculados. Muitas vezes, torna-se necessário considerar parâmetros empíricos para corrigir as equações. Para aplicar esses fatores, é importante que o projetista tenha bastante experiência prática e conhecimento tácito sobre o pro-

duto.

Nesse sentido algumas sugestões para continuação deste trabalho, voltadas a aplicações em veículos elétricos são:

- Construir um protótipo para validar os resultados analíticos e numéricos desenvolvidos neste trabalho.
- Melhorar a rotina de cálculo analítico, desenvolvida neste trabalho, para considerar a não linearidade do aço elétrico usado no estator e no rotor do motor.
- Acrescentar na rotina de cálculo analítico a determinação das perdas no ferro e das perdas nas bobinas para calcular a eficiência do motor em função da velocidade.
- Desenvolver um modelo térmico analítico do motor para obter as temperaturas em alguns pontos como, por exemplo, nas bobinas e nos ímãs permanentes. Com esses valores de temperatura é possível corrigir a resistência elétrica da bobina e a indução remanente dos ímãs permanentes, visto que esses parâmetros variam com a temperatura.
- Aplicar uma técnica de otimização junto com o modelo analítico mais completo para se obter uma geometria mais otimizada.

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, A. T. D.; FERREIRA, F. J.; BAOMING, G. Beyond induction motors—technology trends to move up efficiency. In: IEEE. *Industrial & Commercial Power Systems Technical Conf (I&CPS), 2013 IEEE/IAS 49th.* [S.l.], 2013. p. 1–13.
- BARBI, I.; MARTINS, D. C. Conversores cc-cc básicos não isolados. *Edição dos autores. Florianópolis*, 2000.
- CHAU, K.; CHAN, C. C.; LIU, C. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 55, n. 6, p. 2246–2257, 2008.
- DORRELL, D. G. Design of brushless permanent-magnet dc motors for racing motorcycles. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on.* [S.l.], 2012. p. 629–634.
- GIERAS, J. F. *Permanent magnet motor technology: design and applications.* [S.l.]: CRC press, 2009.
- GUO, Y. et al. Development of a pm transverse flux motor with soft magnetic composite core. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, IEEE, v. 21, n. 2, p. 426–434, 2006.
- HANSELMAN, D. C. *Brushless permanent magnet motor design.* [S.l.]: The Writers' Collective, 2003.
- HASANUZZAMAN, M. et al. Energy savings and emissions reductions for rewinding and replacement of industrial motor. *Energy*, Elsevier, v. 36, n. 1, p. 233–240, 2011.
- HENDERSHOT, J.; MILLER, T. Design of brushless permanent-magnet motors,(1994). *Chapter*, v. 3, 1994.
- ISHAK, D.; ZHU, Z.; HOWE, D. Permanent magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE.* [S.l.], 2004. v. 2, p. 1055–1061.

JULIANI, A. D. P. *Análise do campo magnético de um motor de ímã permanente no rotor utilizando o método dos elementos finitos*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2007.

MEDIA, A. A. *Outrunner Motor*. 2018.
<<https://www.rotordronemag.com/guide-multirotor-motors/>>.

PAULA, G. T. D. Projeto de uma máquina síncrona com ímã permanente no rotor. 2011.

PAULA, G. T. d. *Influência da saturação no torque da máquina síncrona de ímã permanente no rotor*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2013.

RAILWAY, T. *Driven by Toshiba's PMSM*. 2018.
<<https://www.toshiba.co.jp/sis/railwaysystem/en/index.htm>>.

SANTIAGO, J. D. et al. Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 61, n. 2, p. 475–484, 2012.

SCHMITZ, C. Projeto e otimização de motores bldc de ímãs permanentes superficiais. 2017.

STILL, A.; SISKIND, C. S. *Elements of electrical machine design*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1954.

TAVARES, A. A. Projeto e análise de motores a ímãs com comutação eletrônica. 1989.

TEIXEIRA, F. H. P. *Metodologia para projeto, construção e ensaios em máquina síncrona de ímã permanente-MSIP*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2006.

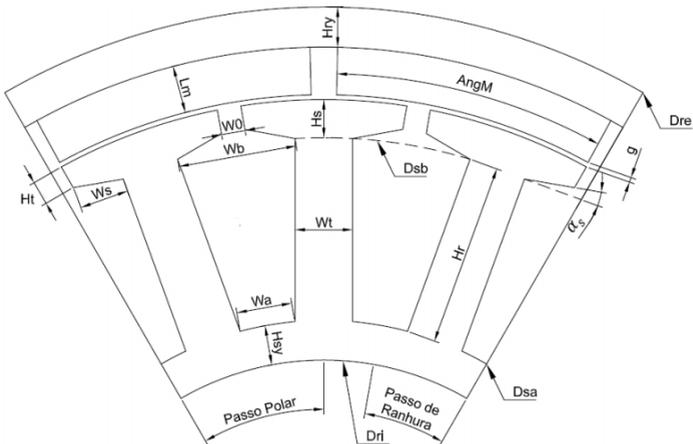
APÊNDICE A - Rotina de Cálculo em MathCad

Parâmetros de entrada

Características de funcionamento relacionadas a aplicação do motor.

$v := 3000 \text{rpm}$	velocidade em rpm
$\tau_{\text{shaft}} := 18 \text{N}\cdot\text{m}$	torque no eixo
$\text{TRV} := 2864 \text{N}\cdot\frac{\text{m}}{\text{m}^3}$	torque volumétrico do rotor em $\text{N}\cdot\text{m}/\text{m}^3$
$\alpha := 1$	relação entre L_{skt} e D_{re}
$p := 12$	número de polos

Cálculos



Cálculo da potência desejada para o motor

$$\omega := v \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{60} = 32.899 \frac{1}{\text{s}} \cdot \text{rad} \quad \text{velocidade angular}$$

$$P_{\text{shaft}} := \tau_{\text{shaft}} \cdot \omega \cdot \frac{2 \cdot \pi}{60} = 62.013 \text{ W} \quad \text{potência no eixo}$$

Comprimento do pacote de ranhura

$$L_{\text{STK}} := \sqrt[3]{\frac{\tau_{\text{shaft}} \cdot 4 \cdot \alpha^2}{\pi \cdot \text{TRV}}} = 0.2 \text{ m}$$

comprimento do pacote de chapa do ferro

Cálculo do diâmetro externo do rotor

$$D_{\text{er}} := \frac{L_{\text{STK}}}{\alpha} = 0.2 \text{ m}$$

Cálculo do comprimento do ímã permanente

$$g := 0.6 \cdot 10^{-3} \text{ m} = 6 \times 10^{-4} \text{ m}$$

entreferro (gap)

$$\text{PC} := 10$$

coeficiente de permeância

$$L_{\text{M}} := g \cdot \text{PC} = 6 \times 10^{-3} \text{ m}$$

comprimento do ímã permanente

Cálculo da altura da coroa do rotor (ferro do rotor)

$$E_{\text{cr}} := 1.067 \cdot L_{\text{M}} = 6.402 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Cálculo do raio interno do ímã

$$R_{\text{im}} := \frac{D_{\text{er}}}{2} - L_{\text{M}} - E_{\text{cr}} = 0.088 \text{ m}$$

Cálculo do raio externo do estator

$$R_{\text{es}} := R_{\text{im}} - g = 0.087 \text{ m}$$

Cálculo da área do entreferro

$$\text{Ang}_{\text{M}} := \frac{2}{p} \cdot \pi = 0.524 \text{ rad}$$

ângulo para um polo

$$A_{\text{g}} := \text{Ang}_{\text{M}} \cdot \left(R_{\text{im}} - \frac{g}{2} \right) \cdot L_{\text{STK}} = 9.144 \times 10^{-3} \text{ m}^2$$

Cálculo da área do ímã

$$A_{\text{M}} := \text{Ang}_{\text{M}} \cdot \left(R_{\text{im}} + \frac{L_{\text{M}}}{2} \right) \cdot L_{\text{STK}} = 9.489 \times 10^{-3} \text{ m}^2$$

Cálculo da indução no entreferro

$$B_{\text{r}} := 0.405 \text{ T}$$

Indução remanente ímãs de ferrite

$$f_{\text{LKG}} := 0.9$$

fator de dispersão de fluxo magnético considerado

$$B_{\text{g}} := f_{\text{LKG}} \cdot \frac{A_{\text{M}}}{A_{\text{g}}} \cdot B_{\text{r}} = 0.378 \cdot \text{T}$$

Cálculo do passo de ranhura

$$N_s := 18$$

número de ranhuras escolhido

$$\sigma_s := \frac{2 \cdot \pi}{N_s} = 0.349 \cdot \text{rad}$$

Cálculo do fluxo máximo no dente

$$w_o := 3 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

espaço entre ranhuras

$$r_g := R_{\text{im}} - \frac{g}{2} = 0.087 \text{ m}$$

raio do entreferro

$$\phi_{\text{dmax}} := B_g \cdot (\sigma_s \cdot r_g - w_o) \cdot L_{\text{STK}} = 2.079 \times 10^{-3} \text{ Wb}$$

Cálculo da largura do dente

$$B_{\text{st}} := 1.45 \cdot T$$

indução magnética máxima para o dente

$$w_t := \frac{\phi_{\text{dmax}}}{B_{\text{st}} \cdot L_{\text{STK}}} = 7.168 \times 10^{-3} \cdot \text{m}$$

Comprimento da sapata

$$h_t := 3 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

altura do pescoço da ranhura do estator

$$w_s := \frac{2 \cdot \pi \cdot (R_{\text{es}} - h_t) - N_s \cdot (w_t + w_o)}{2 \cdot N_s} = 9.578 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Cálculo da altura da sapata

$$\alpha_s := 15^\circ \cdot \frac{\pi}{180^\circ} = 0.262 \text{ rad}$$

ângulo da sapata do dente

$$h_s := h_t + w_s \cdot \tan(\alpha_s) = 5.566 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Diâmetro no topo da ranhura

$$D_{\text{sb}} := 2 \cdot R_{\text{es}} - 2 \cdot h_s = 0.163 \text{ m}$$

Largura do topo da ranhura

$$w_b := \frac{\pi \cdot D_{\text{sb}} - N_s \cdot w_t}{N_s} = 0.021 \text{ m}$$

Altura da coroa do estator

$$B_{sy} := 0.9T$$

$$E_{cc} := \frac{\Phi_{dmax}}{2 \cdot B_{sy} \cdot L_{STK}} = 5.774 \times 10^{-3} \text{ m}$$

Diâmetro do fundo da ranhura

$$D_{ir} := 100 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

diâmetro interno do rotor

$$D_{sa} := D_{ir} + 2 \cdot E_{cr} = 0.113 \text{ m}$$

Largura do fundo da ranhura

$$w_a := \frac{\pi \cdot D_{sa} - N_s \cdot w_t}{N_s} = 0.013 \text{ m}$$

Altura da ranhura

$$H_r := \frac{D_{sb} - D_{sa}}{2} = 0.025 \text{ m}$$

Cálculo da indução na coroa do rotor

$$B_{ry} := \frac{\Phi_{dmax}}{2 \cdot E_{cr} \cdot L_{STK}} = 0.812 \text{ T}$$

Cálculo do fator de Carter

$$s_w := \frac{w_o}{g} = 5$$

coeficientes para o fator de carter

$$gap := g \cdot \frac{1}{m} = 6 \times 10^{-4}$$

(corrigindo a unidade para equação empírica)

$$\lambda := \frac{\sigma_s}{gap} = 581.776$$

$$k_c := \frac{5 + s}{5 + s - \frac{s}{\lambda}} = 1.004$$

Cálculo da indutância no entreferro

$$\begin{aligned}\mu_{\text{rec}} &:= 1.1 && \text{permeabilidade relativa de recuo do ímã} \\ N_{\text{eb}} &:= 30 && \text{número de espiras por bobina} \\ \mu_0 &= 1.257 \times 10^{-6} \frac{\text{m}}{\text{A}} && \text{permeabilidade magnética do ar} \\ a &:= 2 && \text{número de caminhos paralelos dos condutores} \\ N_{\text{ph}} &:= \frac{N_{\text{eb}} \cdot p}{2 \cdot a} = 90 && \text{número de espiras em série por fase} \\ g_e &:= k_c \cdot g + \frac{L_M}{\mu_{\text{rec}}} = 6.057 \times 10^{-3} \text{ m} && \text{entreferro efetivo} \\ L_g &:= \frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot N_{\text{ph}}^2 \cdot L_{\text{STK}} \cdot 2 \cdot r_g}{4 \cdot \left(\frac{p}{2}\right)^2 \cdot g_e} = 1.28 \times 10^{-3} \text{ H}\end{aligned}$$

Cálculo da indutância de dispersão de ranhura

$$\begin{aligned}P_{\text{slot}} &:= L_{\text{STK}} \cdot \left[\frac{2 \cdot H_r}{3 \cdot (w_b + w_a)} + \frac{h_t}{w_o} + \frac{2 \cdot (h_s - h_t)}{(w_o + w_b)} \right] = 0.341 \text{ m} && \text{coeficiente de permeância da ranhura} \\ L_{\text{slot}} &:= 4 \mu_0 \cdot N_{\text{eb}}^2 \cdot P_{\text{slot}} = 1.543 \times 10^{-3} \text{ H}\end{aligned}$$

Cálculo da indutância de cabeça de bobina

$$\begin{aligned}R_e &:= 2 \cdot w_t = 0.014 \text{ m} && \text{distância entre ranhuras} \\ A_{\text{slot}} &:= 416.66 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 && \text{área da bobina aproximadamente quadrada} \\ R_w &:= 0.447 \cdot \sqrt{A_{\text{slot}}} = 9.124 \times 10^{-3} \text{ m} && \text{distância média geométrica da circunferência da espira na cabeça de bobina para bobina quadrada} \\ L_{\text{end}} &:= \mu_0 \cdot R_e \cdot N_{\text{eb}}^2 \cdot \left(\ln \left(\frac{8 \cdot R_e}{R_w} \right) - 2 \right) = 8.614 \times 10^{-6} \text{ H}\end{aligned}$$

$$1000 \cdot L_{\text{end}} = 8.614 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Cálculo da indutância de fase

$$L_{\text{ph}} := L_{\text{g}} + L_{\text{slot}} + L_{\text{end}} = 2.833 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Cálculo da diferença entre indutância própria de fase calculada e simulada

$$L_{\text{mef}} := 2.717 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

indutância simulada pelo MEF

$$\text{Diferença}_{\%} := \frac{|L_{\text{mef}} - L_{\text{ph}}|}{L_{\text{mef}}} = 4.252.\%$$