



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/07.08.18.19-TDI

**PROJETO ELETROMAGNÉTICO DE UM MOTOR
SÍNCRONO COM ÍMÃS PERMANENTES PARA
APLICAÇÃO ESPACIAL EM RODAS DE REAÇÃO DE
SATÉLITES**

Sherfis Gibran Ruwer

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, orientada pelo Dr. Mario Cesar Ricci, aprovada em 22 de maio de 2015.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3JQQQP8>>

INPE
São José dos Campos
2015

PUBLICADO POR:

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE

Gabinete do Diretor (GB)

Serviço de Informação e Documentação (SID)

Caixa Postal 515 - CEP 12.245-970

São José dos Campos - SP - Brasil

Tel.:(012) 3208-6923/6921

Fax: (012) 3208-6919

E-mail: pubtc@sid.inpe.br

COMISSÃO DO CONSELHO DE EDITORAÇÃO E PRESERVAÇÃO DA PRODUÇÃO INTELECTUAL DO INPE (DE/DIR-544):

Presidente:

Marciana Leite Ribeiro - Serviço de Informação e Documentação (SID)

Membros:

Dr. Gerald Jean Francis Banon - Coordenação Observação da Terra (OBT)

Dr. Amauri Silva Montes - Coordenação Engenharia e Tecnologia Espaciais (ETE)

Dr. André de Castro Milone - Coordenação Ciências Espaciais e Atmosféricas
(CEA)

Dr. Joaquim José Barroso de Castro - Centro de Tecnologias Espaciais (CTE)

Dr. Manoel Alonso Gan - Centro de Previsão de Tempo e Estudos Climáticos
(CPT)

Dr^a Maria do Carmo de Andrade Nono - Conselho de Pós-Graduação

Dr. Plínio Carlos Alvalá - Centro de Ciência do Sistema Terrestre (CST)

BIBLIOTECA DIGITAL:

Dr. Gerald Jean Francis Banon - Coordenação de Observação da Terra (OBT)

Clayton Martins Pereira - Serviço de Informação e Documentação (SID)

REVISÃO E NORMALIZAÇÃO DOCUMENTÁRIA:

Simone Angélica Del Ducca Barbedo - Serviço de Informação e Documentação
(SID)

Yolanda Ribeiro da Silva Souza - Serviço de Informação e Documentação (SID)

EDITORAÇÃO ELETRÔNICA:

Marcelo de Castro Pazos - Serviço de Informação e Documentação (SID)

André Luis Dias Fernandes - Serviço de Informação e Documentação (SID)



MINISTÉRIO DA CIÊNCIA E TECNOLOGIA

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS

sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/07.08.18.19-TDI

**PROJETO ELETROMAGNÉTICO DE UM MOTOR
SÍNCRONO COM ÍMÃS PERMANENTES PARA
APLICAÇÃO ESPACIAL EM RODAS DE REAÇÃO DE
SATÉLITES**

Sherfis Gibran Ruwer

Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle, orientada pelo Dr. Mario Cesar Ricci, aprovada em 22 de maio de 2015.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/8JMKD3MGP3W34P/3JQQQP8>>

INPE
São José dos Campos
2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Ruwer, Sherfis Gibran.

R942p Projeto eletromagnético de um motor Síncrono com ímãs permanentes para aplicação espacial em rodas de reação de Satélites / Sherfis Gibran Ruwer. – São José dos Campos : INPE, 2015.

xviii + 77 p. ; (sid.inpe.br/mtc-m21b/2015/07.08.18.19-TDI)

Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2015.

Orientador : Dr. Mario Cesar Ricci.

1. Rodas de reação. 2. Atitudes de satélites. 3. Motor síncrono.
4. Máquinas elétricos. 5. Aplicação espacial. I.Título.

CDU 621.313.323:629.78



Esta obra foi licenciada sob uma Licença [Creative Commons Atribuição-NãoComercial 3.0 Não Adaptada](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

This work is licensed under a [Creative Commons Attribution-NonCommercial 3.0 Unported License](https://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/).

Aprovado (a) pela Banca Examinadora
em cumprimento ao requisito exigido para
obtenção do Título de **Mestre** em
**Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica
Espacial e Controle**

Dr. Valdemir Carrara



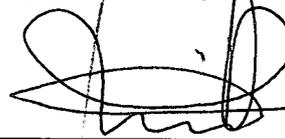
Presidente / INPE / SJCampos - SP

Dr. Mario Cesar Ricci



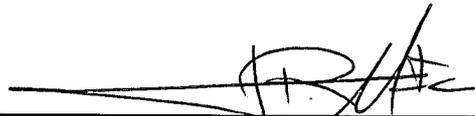
Orientador(a) / INPE / SJCampos - SP

Dr. Paulo Giacomio Milani



Membro da Banca / INPE / SJCampos - SP

Dr. José Roberto Boffino de Almeida
Monteiro



Convidado(a) / USP / São Carlos - SP

Este trabalho foi aprovado por:

maioria simples

unanimidade

Título: "Projeto Eletromagnético de um Motor Síncrono com Imãs Permanentes para Aplicação Espacial em Rodas de Reação de Satélites".

Aluno (a): Sherfis Gibran Ruwer

São José dos Campos, 22 de Maio de 2015

RESUMO

A roda de reação é um dos principais componentes para controle e estabilização da atitude de satélites. Para desenvolver uma roda de reação é necessário a escolha ou o projeto de um motor elétrico para acionar a roda de inércia. Esta dissertação aborda as áreas de conhecimento envolvidas no projeto de máquinas elétricas a partir das quais propõe as características e parâmetros para um motor elétrico com foco na aplicação espacial em rodas de reação de satélites. São tratados os requisitos para aplicação espacial e comparados dados de rodas de reação comerciais e sob desenvolvimento científico em outros países. O modelo proposto é um motor síncrono sem escovas com força contra-eletromotriz senoidal. O rotor foi desenvolvido a partir de um arranjo Halbach de segmentos de ímãs dispostos em uma casca cilíndrica. Dentre as metas do desenvolvimento encontram-se a minimização da ondulação do torque, alcançada com uma distribuição senoidal de fluxo magnético sobre o enrolamento e a não utilização de ranhuras para sustentar as bobinas. É desenvolvido um modelo analítico para as grandezas eletromagnéticas envolvidas na produção de torque e velocidade do motor. O modelo foi simulado computacionalmente e os resultados são apresentados e discutidos. Este trabalho deixa contribuições no que tange ao conhecimento analítico de um modelo para construção de um motor para rodas de reação, o que fornecerá subsídios mais completos para o projeto do sistema de controle da plataforma de atitude de satélites.

Rodas de reação, Atitude de satélites, Motor síncrono, Máquinas elétricos, Engenharia aeroespacial.

ELECTROMAGNETIC DESIGN OF A PM BRUSHLESS MOTOR FOR SPACE APPLICATION IN REACTION WHEELS OF SATELLITE ATTITUDE CONTROL SYSTEM

ABSTRACT

The reaction wheel is a major component for control and stabilization of satellite attitude. The development of reaction wheels requires the selection of a commercial electric motor or a new design intended to drive the inertia wheel. This dissertation addresses the knowledge areas for electric machine design and proposes the characteristics and parameters for an electric motor with a focus on space application in satellites reaction wheels. The requirements for space application are covered. Commercial reaction wheels and some others under scientific development are compared with the results. The proposed model is a synchronous brushless motor with sinusoidal back electromotive force. The rotor was developed from a Halbach array of magnets arranged in segments on a cylindrical shell. The goals are the minimization of torque ripple, achieved with sinusoidal flux distribution on the windings and use of slotless stator. An analytic model for the electromagnetic quantities involved in torque production and speed was developed. The model was simulated in a computer software and the results are presented and discussed. This paper makes contributions in relation to the analytical knowledge of a model to build a motor to reaction wheels, which provide more comprehensive benefits for control system design of satellite attitude platforms.

Reaction wheels, Satellite attitude, Synchronous motors, Electric motors, Aerospace engineering.

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 Classificação de motores.	6
2.2 Componentes do motor.	7
2.3 Circuito magnético e equivalente elétrico.	9
2.4 Ímã girando dentro de um anel ferromagnético.	12
2.5 Anel com saliências enroladas.	13
2.6 Enrolamento trifásico.	14
2.7 Enrolamento distribuído.	15
3.1 Regiões do motor.	19
3.2 Definição dos sistemas de coordenadas do motor.	20
3.3 Modelos de entreferro.	22
3.4 Modelo de entreferro a partir de integração de faixas de permeância.	22
3.5 Modelo de ranhuras.	24
3.6 Relação entre permeância e fluxo magnético no entreferro.	26
3.7 Densidade de fluxo magnético no entreferro sobre a superfície dos polos.	26
3.8 Fluxo concatenado.	28
3.9 Fluxo concatenado e respectiva força contra-eletromotriz.	28
4.1 Eixo da fase A.	32
4.2 Configuração das bobinas - fase A.	36
4.3 Configuração das bobinas - fase B.	37
4.4 Configuração das bobinas - fase C.	37
5.1 Halbach array.	41
5.2 Cilindro configurado como Halbach array.	42
5.3 Rotor com arranjo cilíndrico Halbach segmentado.	43
5.4 Modelo analítico de cilindro Halbach segmentado.	44
5.5 Caminho em hélice e seção em forma de gota para nariz de bobina.	49
6.1 Configuração do motor.	53
6.2 Magnetização radial dos segmentos do arranjo Halbach.	53
6.3 Modelo do motor.	58
6.4 Densidade de fluxo no entreferro para $\theta = 0^\circ$	58
6.5 Curvas das bobinas da fase A.	59
6.6 Tensão da fase A.	60

6.7	Curvas referentes as fases B e C.	61
6.8	Seção de fuga de fluxo.	62
6.9	Distribuição das harmônicas.	63
6.10	Curvas de torque.	64
6.11	Curvas de torque versus velocidade de rotação.	65

LISTA DE TABELAS

	<u>Pág.</u>
4.1 Arranjo das bobinas segundo algoritmo de Hendershot e Miller (1994).	35
4.2 Arranjo das bobinas segundo algoritmo de Hanselman (2006).	36
5.1 Propriedades do NdFeB N52.	40
5.2 Dados técnicos da roda TELDIX RSI 01-5/28.	47
6.1 Características construtivas e de configuração do motor.	52
6.2 Parâmetros para simulação.	54

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BEMF	–	força contra-eletromotriz (<i>Back-Electromotive Force</i>)
BLDC	–	motor de corrente contínua sem escovas <i>Brushless DC Motor</i>
CA ou AC	–	Corrente Alternada (<i>Alternating Current</i>)
CC ou DC	–	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
EMF	–	força eletromotriz (<i>Electromotive Force</i>)
FEA	–	método dos elementos finitos (<i>Finite Element Analysis</i>)
MMF	–	força magnetomotriz (<i>Magnetomotive Force</i>)
PM	–	ímã permanente (<i>Permanent Magnet</i>)
radM	–	radianos mecânicos
radE	–	radianos elétricos
SI	–	Sistema Internacional de Unidades

LISTA DE SÍMBOLOS

L_m	– comprimento útil do motor [m]
θ	– ângulo do rotor [rad]
ϕ	– ângulo no sistema de coordenadas do rotor [rad]
φ	– ângulo no sistema de coordenadas do estator [rad]
n	– índice da harmônica na série de Fourier
B	– densidade de fluxo magnético [T]
B_r	– densidade de fluxo magnético na direção radial [T]
B_ϕ	– densidade de fluxo magnético na direção tangencial [T]
H	– intensidade de campo magnético [A/m]
M	– magnetização [A/m]
M_r	– magnetização na direção radial [A/m]
M_ϕ	– magnetização na direção tangencial [A/m]
Φ	– fluxo magnético [Wb]
λ	– fluxo concatenado em weber-espira [Wb-e]
λ_b	– fluxo concatenado por uma bobina em weber-espira [Wb-e]
e	– força contra-eletromotriz [V]
e_b	– força contra-eletromotriz de uma bobina [V]
μ	– permeabilidade do material [T m ² /A]
μ_0	– permeabilidade do vácuo [T m ² /A]
μ_r	– permeabilidade relativa do material [T m ² /A]
p	– número de pares de polos
N_p	– número de polos
N_r	– número de ranhuras ou posições
N_f	– número de fases
N_{bpf}	– número de bobinas por fase
N_{rp}	– número de ranhuras ou posições por polo
$N_{r\tilde{p}}$	– número de ranhuras ou posições por seção
S^*	– extensão nominal da bobina
N	– número de espiras por bobina
J	– momento de inércia ou densidade de corrente elétrica
J_r	– momento de inércia da roda de reação
\vec{L}	– quantidade de movimento angular [kg m ² /s]
\vec{L}_r	– quantidade de movimento angular da roda de inércia [kg m ² /s]
x, y, z	– sistema de coordenadas do satélite
X, Y, Z	– sistema de coordenadas de referência
\vec{r}	– vetor posição [m]
\vec{v}	– velocidade [m/s]
S	– velocidade angular do eixo do motor em rotações por minuto [rpm]

f_e	–	frequência da corrente elétrica do enrolamento de fase [Hz]
ω	–	velocidade angular [rad/s]
ω_r	–	velocidade angular da roda de reação [rad/s]
\vec{F}	–	força [N]
q	–	carga elétrica [C]
k_t	–	constante de torque do motor [Nm/A]
k_e	–	constante de força contra-eletromotriz [V/rad]
R	–	resistência elétrica das bobinas
V	–	tensão elétrica aplicada às bobinas
V_s	–	tensão elétrica aplicada aos terminais do motor
r_{mi}	–	raio interno dos ímãs do rotor
r_{mo}	–	raio externo dos ímãs do rotor
r_{wi}	–	raio interno da região das bobinas
r_{wo}	–	raio externo da região das bobinas
r_{mw}	–	raio médio da região das bobinas
g	–	comprimento radial do entreferro

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objetivo	3
2 ELETROMAGNETISMO E MÁQUINAS ELÉTRICAS	5
2.1 Introdução aos Motores Elétricos	5
2.2 Eletromagnetismo	8
2.3 Projeto de Motores Elétricos	11
3 MOTORES SÍNCRONOS COM ÍMÃS PERMANENTES	19
3.1 Definições de parâmetros e dos sistemas de coordenadas	19
3.2 Modelos de Entreferro	20
3.3 Ranhuras	23
3.4 Indutância e Torque	24
3.5 Fluxo Magnético	27
3.6 Força Contra-Eletromotriz	29
3.7 Desempenho do Motor	30
4 ESTATOR E BOBINAS	31
4.1 Algoritmos para Configuração de Bobinas	31
4.2 Configuração das Bobinas	34
5 ROTOR E ÍMÃS	39
5.1 Materiais Magnéticos	39
5.2 Arranjo Halbach	40
5.3 Requisitos de Projeto	46
5.4 Trabalhos Relacionados	47
6 METODOLOGIA E ANÁLISE DE UM MOTOR PARA RODAS DE REAÇÃO DE SATÉLITES	51
6.1 Configuração do motor	51
6.2 Campo Magnético do Rotor	54

6.3	Cálculo do fluxo concatenado a partir do campo magnético	55
6.4	Verificação usando força de Lorentz	66
7	CONCLUSÃO	69
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	71
	APÊNDICE A - SÉRIE DE FOURIER.	77

1 INTRODUÇÃO

Satélites artificiais possuem seis graus de liberdade sendo três referentes a translação e três referentes a rotação. Atitude é a orientação necessária para que o sistema de coordenadas fixo no satélite se relacione com um referencial que pode ser um sistemas de coordenadas inercial. O movimento que um satélite faz para que ocorra esta relação entre os eixos do corpo e de um referencial qualquer é conhecido por movimento de atitude e este ocorre em torno do seu centro de massa.

Durante sua operação no espaço, os satélites sofrem influência de torques externos e internos. Os torques externos provêm da interação com o ambiente. Nessa categoria encontram-se a pressão de radiação, campos magnéticos e gravitacionais, forças aerodinâmicas, impacto de meteoróides e deformação termoelástica. Os torques internos são aqueles que ocorrem mesmo se hipoteticamente o satélite estivesse em um ambiente vazio, sem influências externas. Dentre esses torques estão os decorrentes da flexibilidade estrutural, movimento de fluídos, dissipadores de energia e rodas de inércia. O projeto do satélite pode ser realizado de forma a se beneficiar de alguns desses torques para a estabilidade da atitude. Mas em geral eles perturbam a atitude do satélite, o qual deve possuir mecanismos de controle e de estabilidade (HUGHES, 2012, p. 232-272).

Este problema pode ser solucionado por meio de diversos dispositivos internos ao satélite. Uma dessas alternativas para controle e estabilização de atitude é a montagem de uma ou mais rodas de inércia. Esses componentes trocam momento angular com o satélite para atuar sobre sua atitude. Existem dois tipos desses mecanismos, baseados no mesmo princípio, mas diferindo em nomenclatura conforme autores ou aplicações. Rodas de reação e volantes de inércia têm como finalidade corrigir a atitude de um satélite utilizando pra isso suas velocidades angulares de rotação. Volantes de inércia são usados para girar em alta velocidade produzindo um eixo de rigidez giroscópica para estabilização contra torques externos. Rodas de reação também possuem um disco de inércia, mas operam de forma a absorver impulso angular dos torques externos (HUGHES, 2012; WERTZ, 1978).

O sistema de controle mensura as variáveis de atitude a partir de sensores e atua sobre a roda de reação para compensar os torques externos indesejados. As rodas de reação também podem ser usadas para manobrar a atitude do satélite. Tanto o volante de inércia como a roda de reação são construídos com um disco de inércia

montado sobre o eixo de um motor elétrico que é acionado por um controlador, porém enquanto a roda de reação pode girar em sentidos horários e anti-horários o volante de inércia gira apenas em um sentido. (HUGHES, 2012, p. 159).

Os dispositivos em foco neste trabalho serão as rodas de reação que geralmente são posicionadas uma para cada eixo ortogonal do corpo e uma de redundância que atuará simultaneamente em três eixos em caso de falha de alguma das três principais.

O texto está disposto da seguinte maneira. No Capítulo 1 são apresentadas as características da aplicação espacial, a motivação do trabalho e os objetivos. O Capítulo 2 discorre sobre as características e tipos de máquinas elétricas e apresenta as teorias eletromagnéticas envolvidas na sua modelagem. O Capítulo 3 estuda e justifica a escolha dos motores síncronos com ímãs permanentes para a aplicação. Os dois capítulos subsequentes, 4 e 5, aprofundam as teorias relacionadas respectivamente ao estator e ao rotor, especialmente as configurações do enrolamento e dos ímãs. No Capítulo 6 os conceitos abordados nos capítulos anteriores são retomados para o desenvolvimento da metodologia dando forma ao modelo e aos resultados. No Capítulo 7 são estabelecidas as conclusões, contribuições e sugestões para futuros trabalhos.

1.1 Motivação

A atitude de um satélite é mantida estável quando os agentes compensadores internos ao corpo atuam de maneira a absorver a ação dos torques externos mantendo constante o momento angular do satélite. Uma possível abordagem para a compensação de torques externos de qualquer direção é a utilização de três rodas de reação (HUGHES, 2012; DODDS; VITTEK, 1998). Elas devem ser dispostas sobre os eixos ortogonais x , y e z do corpo e atuam de forma a trazer estes eixos coordenados para a situação de alinhamento com a atitude desejada em relação aos eixos coordenados X , Y e Z do referencial estabelecido (inercial, topocêntrico, terrestre, etc.). Uma quarta roda de reação é disposta no corpo como redundância para o caso de falha de uma das outras três. Esta roda não está alinhada a nenhum dos eixos x , y ou z , mas sim em uma combinação destes de maneira que a decomposição do vetor momento angular nestes eixos atuem sobre x , y e z simultaneamente (WERTZ, 1978).

Uma roda de reação é construída com um disco de inércia montado sobre o eixo de um motor elétrico. Este disco, em rotação solidária ao motor, é responsável pela absorção dos torques externos. O sistema de controle de atitude atua sobre o controlador do

motor, que por sua vez faz fluir corrente elétrica no enrolamento do motor para produzir torque sobre o disco de inércia. O controle é feito em malha fechada a partir dos dados de sensores de atitude e da referência desejada (WERTZ, 1978).

Dentre os requisitos para a aplicação de motores elétricos no espaço Murugesan (1981) cita a alta confiabilidade para longa vida sem manutenção, resistência à grande variação térmica, a radiação, as vibrações e o vácuo, baixo volume, alta eficiência, alto torque de partida e bom desempenho dinâmico. A motivação deste trabalho é a necessidade de se projetar e conhecer as características construtivas e de operação do motor e, por sua vez, da roda de reação.

1.2 Objetivo

O objetivo deste trabalho é projetar os principais aspectos mecânicos e eletromagnéticos de um motor para aplicação espacial em rodas de reação da plataforma de controle de atitude de satélites. Para que o objetivo do trabalho fosse atendido foram realizadas pesquisas e estudos segundo a organização e sequência dos seguintes objetivos específicos.

- a) Escolher as configurações do motor, como número de polos, número de ranhuras ou estator sem ranhuras, uso de inclinação das bobinas ou dos ímãs e uso de núcleo de ferro no rotor e estator;
- b) Escolher os materiais magnéticos;
- c) Projetar a configuração das bobinas;
- d) Calcular o campo magnético no entreferro;
- e) Calcular o fluxo concatenado e a força contra-eletromotriz;
- f) Calcular o torque produzido.

Para iniciar o projeto do motor elétrico para roda de reação de satélite, este trabalho cobre os principais aspectos envolvidos na área. Entre eles menciona-se a dinâmica de corpo rígido, eletromagnetismo, motores elétricos com foco em motores de ímãs permanentes sem escovas, cálculo de entreferro e fluxo magnético, armazenamento de energia em campo magnético, fluxo concatenado, força contra-eletromotriz (*Back Electromotive Force*, BEMF), produção de torque e configuração de bobinas. Cada

um desses tópicos será tratado e usado no projeto. Serão estudados e escolhidos os principais parâmetros para o modelo do motor e realizado o projeto do sistema eletromagnético, onde o cálculo do campo magnético é o fator mais importante para a eficiência do motor, e por conseguinte da roda de reação.

2 ELETROMAGNETISMO E MÁQUINAS ELÉTRICAS

2.1 Introdução aos Motores Elétricos

Máquinas elétricas são equipamentos de conversão de energia eletromecânicos. São denominados motores quando convertem energia elétrica em energia mecânica enquanto recebem a designação de geradores quando convertem energia mecânica em elétrica. Ambas as conversões ocorrem através de campos magnéticos entre uma parte fixa da máquina denominada estator e outra parte móvel, denominada rotor nos casos de motores elétricos rotativos (CHAPMAN, 2005).

Os motores elétricos podem ser classificados em dois grupos segundo sua alimentação: motores de corrente contínua (CC) e motores de corrente alternada (CA). Várias sub-classificações são propostas por diferentes autores. Murugesan (1981) descreve as características de diversos motores relacionando-as às aplicações espaciais e aborda as vantagens dos motores CC em comparação com os motores CA. Hanselman (2006) apresenta uma classificação geral dos motores elétricos conforme mostra a Figura 2.1.

Os motores com ímãs permanentes, classificados tanto como CC ou CA, compartilham de muitas semelhanças construtivas. Gieras (2002, p.14) reclassifica esses motores em três categorias ressaltando as distinções entre elas.

- Motor de corrente contínua (CC) com escovas – *DC comutator motor*
- Motor de corrente contínua (CC) sem escovas – *DC brushless motor*
- Motor de corrente alternada (CA) síncrono – *AC Brushless motor*

Motor de corrente contínua com escovas possuem um comutador mecânico entre o estator e o rotor para alimentar o enrolamento da armadura no rotor. O comutador produz uma alternância da corrente nas bobinas. Os motores de corrente contínua sem escovas e o de corrente alternada síncrono são mecanicamente equivalentes. Ambos possuem o campo de excitação produzido por ímãs permanentes – *Permanent Magnets (PM)* – no rotor, e não possuem comutador mecânico.

A Figura 2.2 mostra os componentes principais de um motor com ímãs permanentes no rotor. A configuração apresentada não possui ranhuras, estando as bobinas

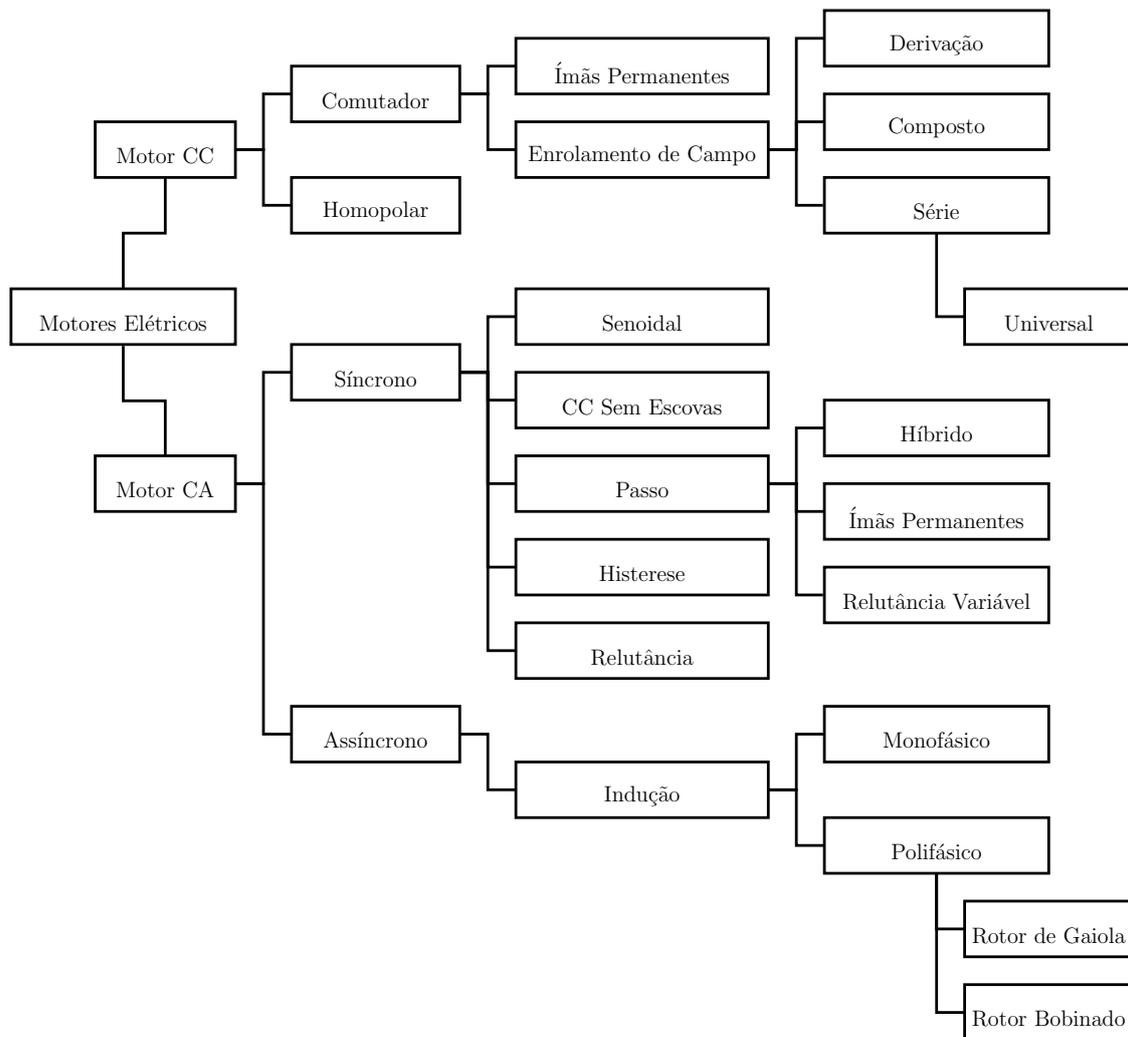


Figura 2.1 - Classificação de motores.
 Fonte: Hanselman (2006).

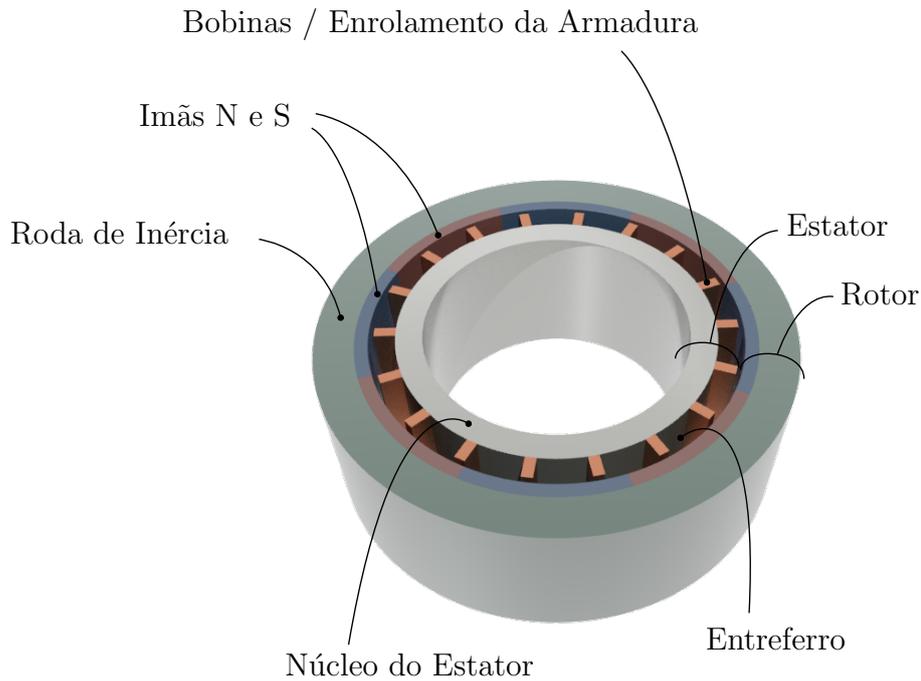


Figura 2.2 - Componentes do motor.

imersas no entreferro entre o núcleo do estator e os ímãs. Este modelo possui o rotor externo ao estator.

Os primeiros motores sem escovas foram criados na década de 1960. Mas foi apenas com o desenvolvimento dos ímãs de terras raras e com os dispositivos de estado sólido para a identificação da posição do rotor no sistema de controle eletrônico de potência é que sua aplicação tanto espacial como industrial ganhou espaço (MURUGESAN, 1981). O termo *brushless*, empregado aos motores sem escovas, identifica a classe de motores que não possui comutador mecânico. A corrente de alimentação é produzida por um comutador eletrônico e uma malha fechada de controle a partir do sensoriamento da posição do motor. Os motores sem escovas possuem ímãs permanentes no rotor e a armadura no estator. Seu funcionamento é dado pela alternância de corrente elétrica nas bobinas das fases da armadura, que por sua vez interagem com o campo magnético produzido pelos ímãs permanentes, produzindo torque. Sua principal característica de acionamento é a proporcionalidade entre torque e corrente aplicada, e entre a velocidade e a tensão elétrica fornecida.

2.2 Eletromagnetismo

A densidade de fluxo B e a intensidade de campo H são ambas grandezas vetoriais que descrevem um campo magnético. Um material imerso em um campo magnético com densidade de fluxo B será magnetizado com uma intensidade de campo H . Essa relação depende da permeabilidade do material μ definida no Sistema Internacional de Unidades (SI) por henries por metro [H/m]. A permeabilidade do vácuo é definida como $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m, e é usada como referência para os valores de permeabilidade dos materiais (HANSELMAN, 2006).

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.1)$$

Dentro de um motor elétrico existe um circuito magnético que pode ser analisado em equivalência a um circuito elétrico (Figura 2.3). As três principais grandezas de um circuito magnético são o fluxo magnético Φ , equivalente à corrente elétrica, que tenta manter-se fluindo dentro de materiais com alta permeabilidade magnética, denominados materiais ferromagnéticos; fonte de fluxo como ímãs permanentes ou eletroímãs, equivalente a fontes de carga elétrica como baterias; e resistividade magnética, que dificultam a passagem de fluxo, como o ar ou vácuo, equivalentes à resistência elétrica. Em máquinas elétricas – motores e geradores – é dentro de um espaço vazio, chamado de *entreferro*, compreendido entre a parte fixa da máquina – estator – e a parte móvel, geralmente rotativa – rotor – que ocorre a conversão entre energia elétrica e mecânica. Por isso é importante o cálculo preciso da densidade de fluxo e de intensidade de campo no entreferro de motores elétricos para se projetar com precisão suas características operacionais.

Estudo de campos podem ser classificados em três tipos. Campos estáticos são aqueles em que não há variação temporal do campo, $d\Phi/dt = 0$; quase estáticos quando a variação no tempo ocorre mas é pequena, $d\Phi/dt \simeq 0$; e variantes no tempo, ou não estacionários quando há ondas de alta frequência. Campos de alta frequência são aplicados para o estudo de telecomunicações, transporte de informações e aquecimento por micro-ondas. Campos com baixas variações e frequências até 10 kHz são considerados quase estacionários, como em equipamentos eletromecânicos (HAMMEYER; BELMANS, 1999, p. 18).

A modelagem matemática do comportamento do campo magnético \vec{H} no entreferro

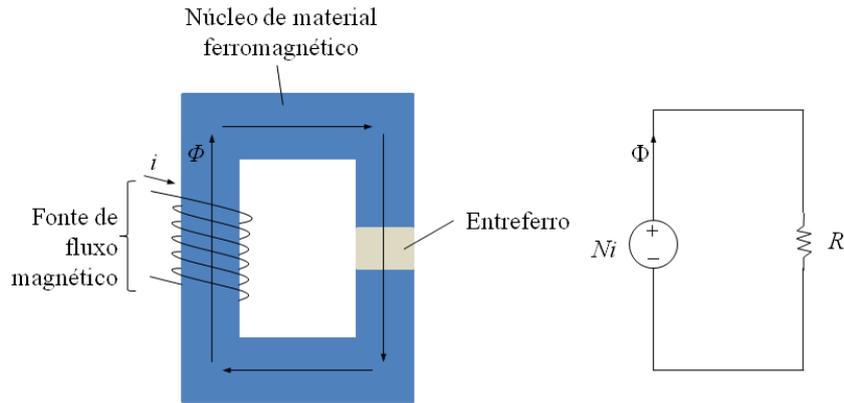


Figura 2.3 - Circuito magnético e equivalente elétrico.

do motor é representada pela Lei Circuital de Ampere. Os valores de campo são usados para cálculos de performance em termos de torque e velocidade do motor. A corrente elétrica i que é aplicada nos condutores das bobinas do motor induz um campo \vec{H} . Essa relação estabelece que a integral de linha de \vec{H} sobre um caminho fechado C resulta no montante de corrente i envolvida por C (HAYT; BUCK, 2001, p. 323).

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{L} = i \quad (2.2)$$

O meio imerso no campo \vec{H} define uma relação entre este e a densidade de fluxo \vec{B} resultante da interação entre \vec{H} e o meio. Esta relação é dada pela permeabilidade μ do material. As linhas de fluxo magnético que atravessam uma superfície S podem ser integradas para se obter o fluxo magnético Φ total que atravessa S (HAYT; BUCK, 2001, p. 252).

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (2.3)$$

A Lei de Gauss para campos magnéticos estabelece que para uma superfície fechada envolvendo um volume V , e dado que as linhas de fluxo magnético são sempre contínuas, todo o fluxo magnético que entra em V atravessando S deve sair desse volume. (HAYT; BUCK, 2001, p. 252).

$$\Phi = \oiint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (2.4)$$

Outras duas leis importantes no trabalho com campos magnéticos são as formas pontuais da Lei de Gauss e da Lei Circuital de Ampere. A primeira estabelece que o divergente do fluxo magnético \vec{B} deve ser zero, pois as linhas de fluxo magnético não tem início nem fim, são sempre linhas contínuas e fechadas (HAYT; BUCK, 2001, p. 252).

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.5)$$

Tomando a Lei de Ampere sobre o perímetro de um elemento infinitesimal de área, pode-se deduzir sua forma pontual, que expressa a densidade de corrente elétrica \vec{J}^1 a partir do operador rotacional $\nabla \times$ aplicado à intensidade de campo magnético \vec{H} produzido por \vec{J} (HAYT; BUCK, 2001, pg. 239).

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (2.6)$$

Uma definição importante usada nas próximas seções é o fluxo concatenado. Quando um fluxo magnético atravessa uma bobina é dito que este fluxo *enlaça* as N voltas dos condutores da bobina. O fluxo concatenado λ é então definido como o produto entre N e o fluxo Φ envolvido pela bobina. Essa relação é usada na Lei de Indução de Faraday. Ela estabelece que a variação do fluxo concatenado em relação ao tempo induz uma força contra-eletromotriz e , dada em volts [V], conhecida por BEMF (*Back Electromotive Force*) (HANSELMAN, 2006, pg. 45).

$$\lambda = N\Phi \quad (2.7)$$

$$e = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.8)$$

¹O símbolo J é usado tanto para identificar densidade de corrente elétrica como para momento de inércia. Entretanto não há perigo de ambiguidade na interpretação pois são utilizados em contextos distintos no texto.

A Lei Circuital de Ampere dita que uma corrente i fluindo nos enrolamentos do motor induz um campo magnético \vec{H} no entreferro o qual interage com o campo de excitação e produz o movimento do eixo do motor. Ao mesmo tempo, a Lei de Indução de Faraday afirma que a variação do fluxo concatenado, devido ao giro do motor, induz uma força contra-eletromotriz e nas bobinas. Ambos princípios funcionam em sobreposição, e serão tratados com mais detalhes nas próximas seções (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

A última equação desta seção é a força de Lorentz \vec{F} , produzida por uma carga elétrica q movendo-se com velocidade \vec{v} dentro de um campo magnético \vec{B} . Em um motor com ímãs permanentes, as cargas estão nas correntes do enrolamento, e o campo magnético é produzido pelos ímãs do rotor. Porém, essa abordagem usando força de Lorentz não é usada em projeto de motores com ranhuras (*slots*) porque o fluxo é concentrado nos dentes do estator, construídos de material com alta permeabilidade. Isso faz com que as cargas elétricas que fluem pelos condutores não fiquem imersas no campo magnético. Portanto, o melhor método para esse caso é calcular o fluxo criado pelos ímãs permanentes que concatenam as bobinas, e a partir deste calcular a força contra-eletromotriz, para então se obter o torque. Entretanto, em motores sem ranhuras (*slotless*) é possível usar a força de Lorentz, pois o fluxo magnético é distribuído em todo o entreferro (HANSELMAN, 2006, p. 3-16). A primeira abordagem é usada na seção 6.3 e posteriormente os resultados verificados através da aplicação da força de Lorentz na seção 6.4.

$$\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B} \quad (2.9)$$

2.3 Projeto de Motores Elétricos

O conceito fundamental de um motor elétrico é a conversão de energia elétrica em energia mecânica. Essa conversão ocorre com base em duas teorias que se sobrepõem. A primeira determina que a interação entre a corrente elétrica no enrolamento do motor, também chamado de armadura, e o campo magnético produzido pelos ímãs permanentes do rotor produz força e conseqüentemente torque no eixo do motor. A segunda diz que o movimento relativo entre os condutores do enrolamento e o campo magnético dos ímãs cria uma força contra-eletromotriz nos condutores, geralmente referida como BEMF (*Back Electromotive Force*). Esses dois efeitos se sobrepõem, de forma que o torque e a velocidade final alcançados pelo motor não são aqueles devidos



(a) Ímã girando livremente dentro de um anél ferromagnético.

(b) Ímã dentro de um anél ferromagnético com protuberâncias (polos).

Figura 2.4 - Ímã girando dentro de um anel ferromagnético.
Fonte: Hanselman (2006).

à força eletromotriz original aplicada nos terminais da armadura, mas são produzidos pela diferença entre essa força eletromotriz e a força contra-eletromotriz da interação do campo de excitação girando em relação aos condutores. Como resultado, quanto mais rápido o eixo gira, maior é a força contra-eletromotriz e menor e a quantidade líquida de força eletromotriz disponível para a produção efetiva de torque no eixo (PERRINE, 2000).

Para iniciar a modelagem de um motor pode-se usar a simplificação da Figura 2.4(a), onde uma barra magnética pode rodar livremente dentro de um anel de ferro. Nenhuma força resultante é produzida porque todas as forças de atração entre o ímã e o anel de ferro são radiais e se cancelam. Desta forma o torque resultante é zero e a barra não gira. Quando substitui-se o anel por outro com duas protuberâncias, conforme fig. 2.4(b), a barra magnética sofre uma força maior na tentativa de alinhá-la às protuberâncias, o que é denominado posição de detenção (*detent position*). Essas forças ocorrem por que a resistência ao fluxo magnético oferecida pelo entreferro quando a barra está alinhada com as protuberâncias é menor que em outras posições. Essas forças produzem torque formalmente definido como torque de relutância ou ainda torque de borda *cogging torque*. Na maioria dos casos esse torque é indesejável para o motor (HANSELMAN, 2006).

Um condutor elétrico é enrolado em cada saliência do anel (Figura 2.5). Aplica-se corrente elétrica nos condutores para criar um eletroímã em cada saliência. Fazendo o enrolamento de cada saliência em um sentido correto de forma que os polos mag-

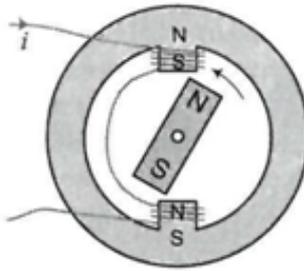


Figura 2.5 - Anel com saliências enroladas.
Fonte: Hanselman (2006).

néticos criados por cada um sejam opostos, surgirá uma força de atração entre a barra e os polos, que por sua vez cria um torque sobre a barra fazendo-a se alinhar com os eletroímãs. Este é denominado torque mútuo ou torque de alinhamento e é esperado para os motores de ímãs permanentes. É ele que produz o giro do eixo do motor (HANSELMAN, 2006).

Para uma rotação contínua pode ser usado mais de um par de bobinas. A Figura 2.6 apresenta três pares de polos, cada um sob uma fase, rotuladas A, B e C. Esse é chamado de enrolamentos de fase ou enrolamento de armadura. As fases são energizadas e desenergizadas sucessivamente alternando os polos entre norte e sul. A alternância faz os polos magnéticos criados pelas bobinas se moverem em rotação atraindo os ímãs do rotor e fazendo-o girar continuamente, conforme Figura 2.6. Esse processo de alternância entre fases é chamado comutação.

O benefício direto da utilização de ímãs permanentes em rotores é o ganho de energia devido a não utilização de comutadores mecânicos. Para a alimentação alternada é usado um comutador eletrônico que aplica corrente elétrica no enrolamento do estator e não no rotor. No ambiente espacial isso é um benefício importante, pois não há atrito e desgaste em escovas como no comutador mecânico proporcionando longa vida útil ao motor, que opera continuamente em altas velocidades (MURUGESAN, 1981).

Um grande número de polos de ímãs permanentes implicam em maior torque para um mesmo nível de corrente nos enrolamentos de fase. Entretanto, o aumento do



Figura 2.6 - Enrolamento trifásico.
 Fonte: [Hanselman \(2006\)](#).

número de polos implica na diminuição do tamanho de cada polo, o que reduz a força magnética. Assim, um valor ótimo pode ser calculado a partir de equações que levam em conta a geometria do motor e as propriedades dos materiais. Na Figura 2.6 cada bobina é enrolada em apenas uma saliência. Isso é chamado de enrolamento concentrado ou solenoidal. Outros tipos de enrolamento, denominados enrolamentos distribuídos, são enrolados em torno de mais de um dente para cada bobina. O estator da Figura 2.7 mostra saliências, ou dentes, no estator e entre elas as ranhuras por onde passam os condutores do enrolamento. O anel externo é o núcleo do estator, onde as linhas de fluxo magnético se concentram para formar o circuito magnético. Sobre o rotor são montados os ímãs permanentes aos pares, o que identifica o número de polos de um motor. O motor da Figura 2.7 tem dois pares de polos $p = 2$, e portanto $2p$ polos ([HANSELMAN, 2006](#)).

A Figura 2.7(a) mostra as bobinas da fase A e os polos criados por elas segundo a direção das correntes que as circulam. Em um próximo instante de tempo o controlador passa a energizar a fase B produzindo a configuração de polos conforme a Figura 2.7(b). Em um terceiro momento são energizadas as bobinas da fase C, Figura 2.7(c). Para completar um ciclo magnético as fases passam por mais três intervalos de energização mas em sentido contrário de corrente. A Figura 2.7(d) apresenta a configuração completa do enrolamento. Cada ranhura contém duas pernas de bobinas, sendo chamado enrolamento em duas camadas ([HANSELMAN, 2006](#)).

Duas medidas angulares precisam ser definidas, ângulo mecânico e ângulo elétrico. Uma revolução completa do eixo do motor equivale a $360^\circ M$ (graus mecânicos).

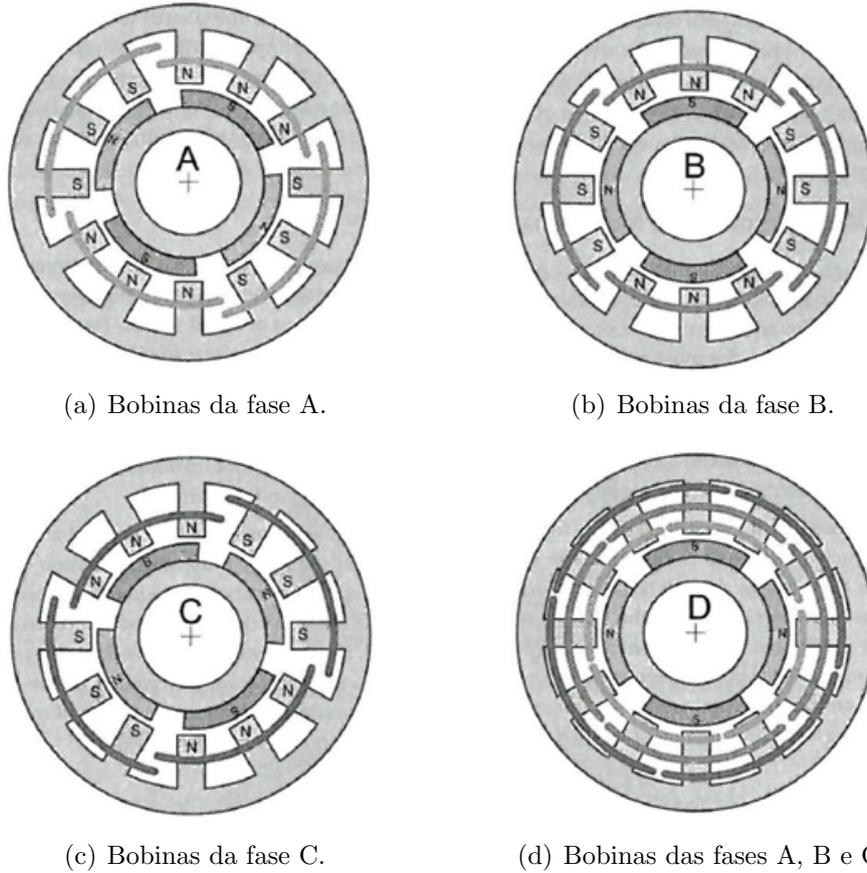


Figura 2.7 - Enrolamento distribuído.
 Fonte: [Hanselman \(2006\)](#).

Um ciclo de $360^\circ E$ (graus elétricos) significa que o eixo girou até se encontrar em uma mesma configuração magnética. Assim, $360^\circ E$ equivale ao eixo girar dois polos consecutivos, um polo norte e um polo sul. Assumindo $N_p = 2p$ o número de polos magnéticos pode-se relacionar a rotação mecânica θ_m e a rotação elétrica θ_e ([HANSELMAN, 2006](#)).

$$\theta_e = \frac{N_p}{2} \theta_m \quad (2.10)$$

Diferenciando esta equação em relação ao tempo, obtém-se as relações de velocidade angular, ou frequência.

$$\omega_e = \frac{N_p}{2} \omega_m \quad (2.11)$$

Muitas vezes o valor da velocidade angular é dado em rotações por minuto $S[rpm]$. Sua relação com a frequência elétrica de alimentação f_e em $[Hz]$, também chamada frequência elétrica fundamental, é dada pela seguinte relação (HANSELMAN, 2006):

$$f_e = \frac{N_p}{120} S \quad (2.12)$$

A equação 2.12 é importante para se calcular a velocidade de comutação eletrônica necessária para atingir a velocidade de rotação do motor requerida pelos requisitos de projeto. Seu inverso é o período do ciclo de comutação. Esses valores são usados no projeto do comando eletrônico. Quanto maior a frequência mais rápida deve ser a eletrônica. É um objetivo de projeto de motores elétricos encontrar um equilíbrio entre torque, velocidade do eixo e eletrônica (HANSELMAN, 2006).

Motores podem ter uma ou mais fases, porém o uso de três fases é o mais comum pois promove boa utilização dos condutores, ímãs e ferro mantendo um baixo nível de ondulação do torque e da complexidade da eletrônica. Motores trifásicos também apresentam boas características de partida com rotação mais suave em ambas as direções e podem ser projetados com uma ampla gama de polos magnéticos e configurações de enrolamento. Os controladores sem sensores empregados atualmente para identificar a posição do rotor são mais facilmente aplicados aos motores trifásicos (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Studer (1965) elenca entre as características necessárias de um motor para aplicação espacial o baixo atrito, baixa emissão de frequência de radio (elétrica) e ruídos (acústica) além de baixa constante de tempo mecânica.

Murugesan (1981) destaca as vantagens do uso de motores sem escovas na aplicação espacial. Esses motores, por não possuírem escovas e comutador, não sofrem com desgaste devido ao atrito desses componentes. Também são eliminados os arcos elétricos produzidos pelo comutador mecânico. Isso lhes confere maior confiabilidade e vida útil. Outras vantagens são a operação em altas velocidades, boa eficiência, tempo de resposta e linearidade.

Os motores sem escovas podem ser construídos sem dentes de material ferromagnético entre os condutores, sendo chamados de *slotless*. Conforme Murugesan (1981) eles não possuem o efeito indesejado de ondulação do torque produzido pela interação entre os dentes do estator e os ímãs. Sua performance é melhorada, eliminando-se perdas por histerese e correntes parasitas.

Outros autores também ressaltam a escolha de motores com ímãs permanentes sem escovas para rodas de reação. Entre suas vantagens estão a alta eficiência, alto torque a baixas velocidades e possibilidade de controle sem uso de engrenagens (ZHOU; TSENG, 2002). Para rodas de pequeno porte podem ser usados motores axiais, enquanto os motores radiais com rotores externos permitem o aproveitamento da massa do rotor como inércia da roda.

Bernard et al. (2002) desenvolve um modelo de motor/gerador de pequeno tamanho, sem escovas, axial, com as bobinas em circuito impresso, para armazenamento de energia de fontes eólicas e fotovoltaica. A operação de motores com escovas no vácuo perde eficiência devido a troca de cargas elétricas ocorrer estritamente sob o contato dos materiais. A limitação da disponibilidade de potência em rodas de reação se dá pelas características do motor e da eletrônica de comando (BERNARD et al., 2002). Patterson e Spée (1995) adiciona ainda às vantagens do motor BLDC as características de confiabilidade e robustez.

Vários autores propõem técnicas de controle de motores síncronos com ímãs permanentes (CARRARA et al., 2011; CHOU et al., 2008; DODDS; VITTEK, 1998). Chou et al. (2008) apresenta modelos de controle de torque e de corrente para motores de rodas de reação de satélites. Monteiro et al. (2012) destaca as diferenças conceituais entre os motores sem escovas senoidais e não senoidais, denominando-os respectivamente de *brushless AC machine* e *brushless DC machine*. Monteiro et al. (2012) relata que o valor de ondulação de torque em motores senoidais se encontra na faixa de 2% a 8% dependendo do equipamento, de 7% a 30% para motores não senoidais e segundo (PRAVEEN et al., 2010) 13% para motores de passo. Praveen et al. (2010) trata da aplicação de arranjos Halbach e a configuração do estator sem ranhuras para motores em aplicações espaciais com o objetivo de anular as ondulações de torque.

3 MOTORES SÍNCRONOS COM ÍMÃS PERMANENTES

3.1 Definições de parâmetros e dos sistemas de coordenadas

A Figura 3.1 apresenta em um diagrama simplificado as regiões do motor e suas dimensões utilizadas nos modelos analíticos desta dissertação. As regiões 1 e 2 identificam respectivamente o núcleo de ferro e o enrolamento, compondo ambas o estator. A região 3 é o espaço livre entre o estator o rotor, denominado entreferro. O número 4 identifica o espaço dos ímãs permanentes, que junto com o núcleo de ferro, região 5, formam o rotor.

Sobre esse modelo esquemático, define-se dois sistemas de coordenadas, Figura 3.2. O primeiro sistema, $\alpha\beta$, está fixo no estator, definido pela coordenada φ a partir do eixo α , que atravessa o centro de um condutor, Figura 3.2(a). O segundo sistema, dq , está fixo no rotor, movendo-se solidário a ele. A coordenada ϕ do sistema dq é definida a partir do eixo d , Figura 3.2(b). A variável θ representa o ângulo entre o eixo α do sistema de coordenadas do estator e o eixo d do sistema de coordenadas do rotor. Ela mede a posição do rotor em relação ao estator, e portanto é uma função temporal $\theta(t)$. Para realizar a transformação de coordenadas entre os dois sistemas

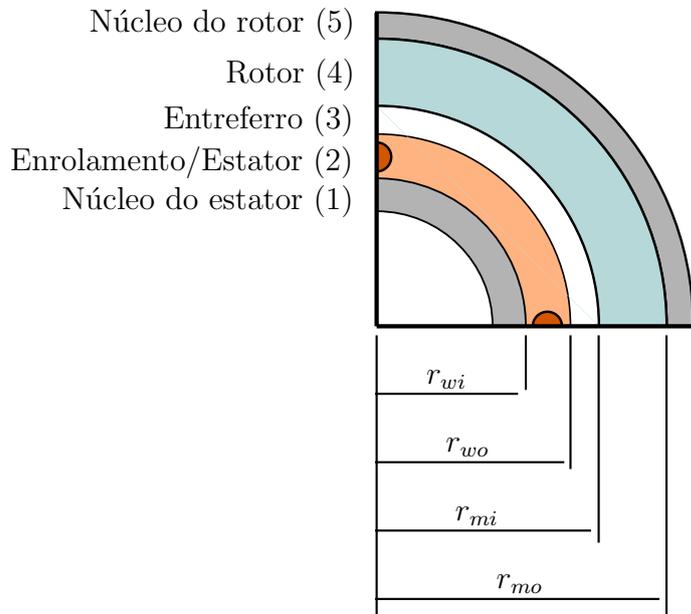
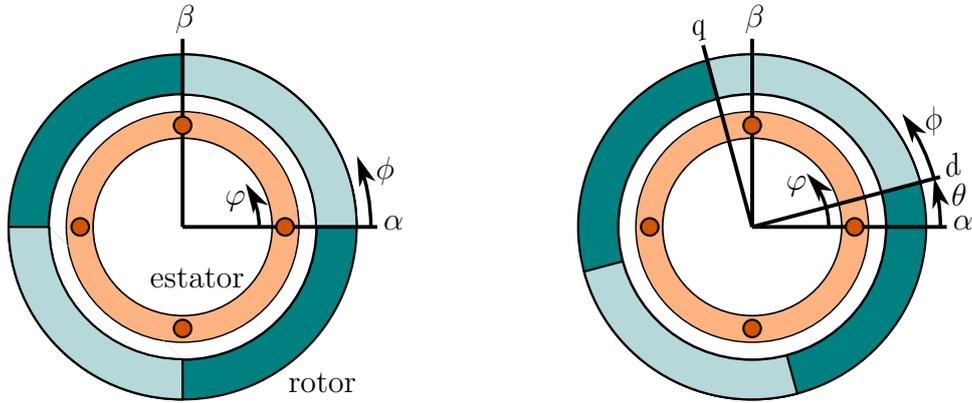


Figura 3.1 - Regiões do motor.



(a) Sistema de coordenadas $\alpha\beta$ do estator. (b) Sistema de coordenadas dq do rotor.

Figura 3.2 - Definição dos sistemas de coordenadas do motor.

usa-se a relação $\varphi = \phi + \theta(t)$. Desta, deduz-se a formulação em 3.1, que é utilizada na seção 6.3 para rearranjar a integral do fluxo concatenado 6.1 que atravessa cada bobina na equação 6.2.

$$\frac{d\varphi}{d\phi} = 1 \quad \therefore \quad d\varphi = d\phi \quad (3.1)$$

A velocidade angular do eixo do motor é dada por:

$$\omega(t) = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.2)$$

3.2 Modelos de Entreferro

Traçando um paralelo comparativo entre circuitos magnéticos e elétricos pode-se relacionar grandezas das duas áreas de conhecimento. Circuitos magnéticos possuem fonte de força magnetomotriz (*Magnetomotive Force*, MMF) que pode ser um ímã permanente ou um eletroímã composto por uma bobina, por onde flui corrente elétrica, enrolada em um material ferromagnético. Essa fonte gera fluxo magnético que circula em caminhos fechados usualmente feitos de material com alta permeabilidade magnética denominado de núcleo, que por sua vez guia o fluxo por um caminho com baixa resistência a sua passagem (FITZGERALD et al., 2006, p. 22-25).

Em alguns casos pode haver no circuito materiais com baixa permeabilidade, o que significa alta relutância ao fluxo magnético, similar à resistência em circuitos elétricos que restringem a passagem de corrente. Um circuito magnético pode ter lacunas, onde a permeabilidade μ_0 é baixa comparada ao núcleo de ferro. Essas lacunas são chamadas entreferro (*air gap*) e aparecem nos motores elétricos como o espaço entre o rotor e o estator (FITZGERALD et al., 2006, p. 22).

A densidade do fluxo magnético depende da permeabilidade do material. As linhas de fluxo em um circuito magnético tendem a se manter dentro de materiais com alta permeabilidade. No caso de motores com ímãs permanentes, as linhas de fluxo são produzidas pelos ímãs no rotor e atravessam o entreferro para então entrar no estator. O entreferro, que possui baixa permeabilidade comparada ao núcleo do rotor ou do estator, cria uma queda de força magnetomotriz que pode ser calculada por modelos analíticos através da permeância P_g ou relutância $R_g = P_g^{-1}$ (FITZGERALD et al., 2006, p. 24).

As linhas de fluxo no entreferro não seguem uma linha reta interligando os materiais de alta permeabilidade. Elas criam franjas na proximidade dos materiais ferromagnéticos atravessando uma distância maior dentro do entreferro. Para se ter um valor preciso da relutância enfrentada no entreferro, pode-se usar modelo em elementos finitos. Entretanto, isso também pode ser aproximado analiticamente para um primeiro projeto (HANSELMAN, 2006).

Esses modelos de entreferro são mostrados na Figura 3.3. O modelo mais simples ignora as franjas, descrevendo o fluxo como linhas retas através do entreferro. Uma melhoria no modelo adiciona o valor do comprimento do entreferro à largura da seção para o cálculo da área transversal que envolve o fluxo, considerando assim uma área maior para as franjas. Um método melhor é modelar as franjas de fluxo como arcos a partir de linhas retas alcançando perpendicularmente os núcleos ferromagnéticos. Um último modelo, apresentado na Figura 3.4, integra faixas de permeância para modelar as franjas.

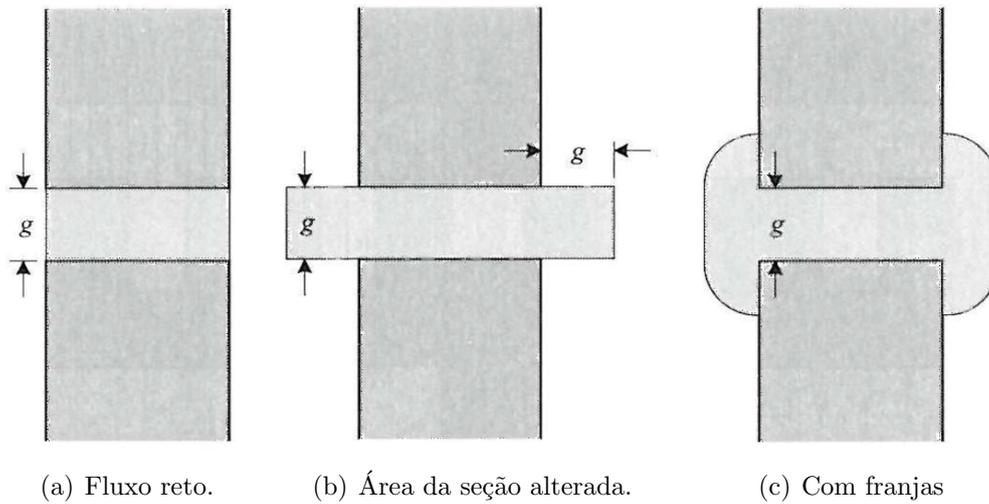


Figura 3.3 - Modelos de entreferro.
 Fonte: Hanselman (2006).

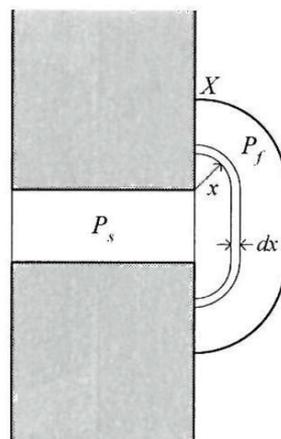


Figura 3.4 - Modelo de entreferro a partir de integração de faixas de permeância.
 Fonte: Hanselman (2006).

3.3 Ranhuras

Geralmente os motores são projetados com ranhuras, cada uma sendo o espaço compreendido entre dois dentes de material permeável. O enrolamento, composto por condutores de material com baixa permeabilidade, são montados dentro das ranhuras. Assim, o cálculo da permeância ou relutância no entreferro deve considerar os espaços entre dentes e ranhuras. Um primeiro modelo analítico para o entreferro das ranhuras é considerar a face de um dente e de uma ranhura para a área da seção por onde passam as linhas de fluxo como linhas retas. Isso produz um limite mínimo para o valor da permeância do entreferro, pois considera o caminho mais curto para as linhas. Um limite superior pode ser calculado considerando que as linhas, ainda retas, se concentram apenas sobre as faces dos dentes, onde encontram a menor distância entre o núcleo do rotor e o material permeável do dente no estator. Mas um modelo mais preciso deve considerar as linhas curvas como mostra a Figura 3.5.

Alguns modelos são construídos usando o coeficiente de Carter para ajustar o valor da área que atravessa o fluxo. Outro modelo usa a mesma geometria do entreferro mostrado no fim da seção 3.2, com arcos conectando as franjas aos dentes. Outro modelo é criado quando existe um ímã permanente no entreferro. Neste caso, o valor do comprimento do entreferro g é aumentado para $g + l_m/\mu_R$, onde l_m é o comprimento do ímã e μ_R é a permeabilidade relativa. A consequência das ranhuras é o estrangulamento das linhas de fluxo na base dos dentes, o que aumenta a densidade de fluxo, e deve ser bem calculada para evitar saturação do material.

Hanselman (2006) mostra que a maior parte da força magnetomotriz produzida pelos ímãs serve para vencer o entreferro. Na maioria dos casos, a relutância do núcleo, geralmente não linear, pode ser negligenciada quando comparada à relutância do entreferro. Isso implica em reduzir ao máximo o comprimento do entreferro no projeto de motores.

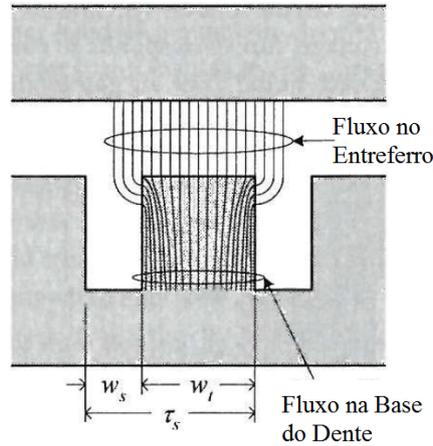


Figura 3.5 - Modelo de ranhuras.
Fonte: Hanselman (2006).

3.4 Indutância e Torque

Dois métodos podem ser usados para calcular o torque em motores com ímãs permanentes. Em um primeiro método, a energia W armazenada no campo magnético é calculada. Então, introduz-se o conceito de coenergia W_c , que tem o mesmo valor de W para regiões lineares, mas envolve em sua formulação outros parâmetros do motor, geralmente mais fáceis de usar. Finalmente, o valor do torque T é obtido como a taxa de variação do campo de energia ou coenergia.

$$T = \left. \frac{dW_c}{d\theta} \right|_{i=\text{constant}} \quad (3.3)$$

$$T = \left. \frac{dW}{d\theta} \right|_{\lambda=\text{constant}} \quad (3.4)$$

O torque nesses motores é produzido pelo acoplamento magnético mútuo entre as bobinas do enrolamento e os ímãs do rotor, conforme a equação a seguir (HANSELMAN, 2006; GIERAS, 2002).

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} - \frac{1}{2} \Phi^2 \frac{dR}{d\theta} + Ni \frac{d\Phi}{d\theta} \quad (3.5)$$

O primeiro e segundo termos da equação 3.5 são as relutâncias associadas à bobina e ao ímã permanente. O último termo é o acoplamento mútuo entre a bobina e o ímã, e é responsável pelo giro desejado do eixo. Assim, os dois primeiros termos são torques parasíticos, e devem ser minimizados no projeto, enquanto o terceiro deve ser maximizado.

Alguns tipos de motores usam a variação da indutância, em função da posição, para produzir torque. Entretanto, os motores de ímãs permanentes sem escovas usam a variação da indutância mútua, em função da posição, para produzir torque, e assim o torque de relutância é indesejado nesses casos. O maior torque parasita é o torque de relutância devido aos dentes e ranhuras do estator, o qual deve ser minimizado.

Hanselman (2006) deriva uma relação para a densidade de fluxo magnético no entreferro, introduzindo algumas simplificações no modelo de fluxo para obter um modelo linear. Mesmo estando longe de ser um valor exato, esse modelo permite identificar o impacto de cada parâmetro sobre o desempenho do motor. Primeiro, o *fator de dispersão de fluxo* K_l simplifica o fluxo de um polo magnético que atravessa o entreferro diretamente até o próximo polo, sem passar pelo núcleo do estator. Essa dispersão de fluxo ocorre nas fronteiras entre os polos. Esta simplificação implica que uma porção Φ_g , do fluxo Φ produzido pelos ímãs, atravessa o entreferro e entra no núcleo do estator, enlaçando as bobinas, enquanto outra parte do fluxo sai de um polo até o próximo apenas pelo entreferro, sem enlaçar as bobinas. Essa relação é dada por $\Phi_g = K_l \Phi$. O fator de dispersão é escolhido a partir da experiência do projetista em uma faixa de $0.9 \leq K_l \leq 1.0$.

A segunda simplificação é a desconsideração da relutância do núcleo do estator e do rotor no modelo. A saturação do material ferromagnético cria uma não linearidade na relutância, o que é previsto no modelo introduzindo-se um *fator de relutância* K_r . Isto é feito porque a relutância do material do núcleo é muito menor que a do ar ou vácuo, então ela é considerada apenas como um incremento na relutância do entreferro: $K_r R_g$. O valor desse fator deve variar entre $1.0 \leq K_r \leq 1.2$.

$$B_g = \frac{K_l C_\theta}{1 + K_r \frac{\mu_R}{P_C}} B_r \quad (3.6)$$

Essa modelagem mostra que, se o coeficiente de permeância do entreferro P_C aumenta, o fluxo no entreferro se aproxima assintoticamente de um valor máximo que

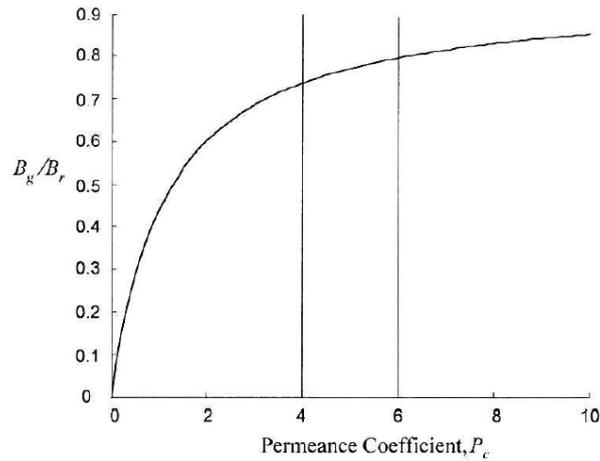


Figura 3.6 - Relação entre permeância e fluxo magnético no entreferro.
 Fonte: Hanselman (2006).

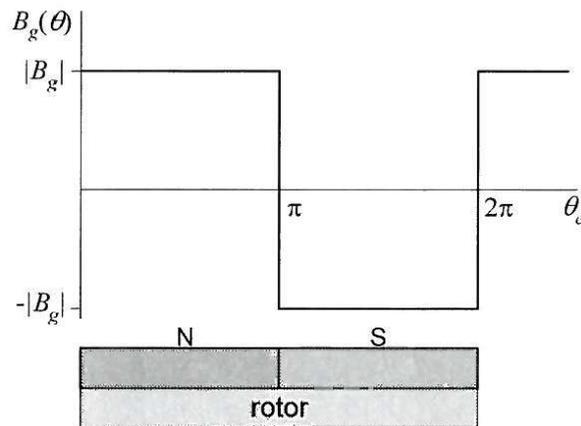


Figura 3.7 - Densidade de fluxo magnético no entreferro sobre a superfície dos polos.
 Fonte: Hanselman (2006).

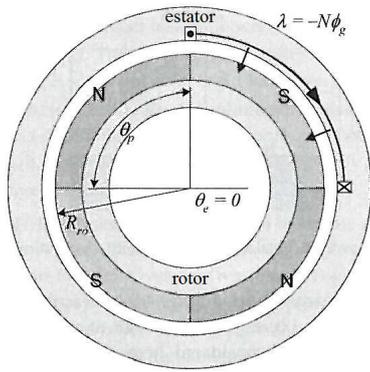
é um pouco menor que a remanência (Figura 3.6). Isso significa que dobrando o valor de P_C não acarreta o aumento proporcional do fluxo no entreferro B_g , mas implica em dobrar o comprimento dos ímãs e conseqüentemente seu o volume e massa. Valores típicos de P_C para projeto de motores estão entre quatro e seis. A Figura 3.7 mostra a densidade de fluxo sobre as superfícies de um polo norte e sul. O eixo horizontal é dado em ângulo elétrico, que significa $360^\circ E$ sobre um par de polos.

3.5 Fluxo Magnético

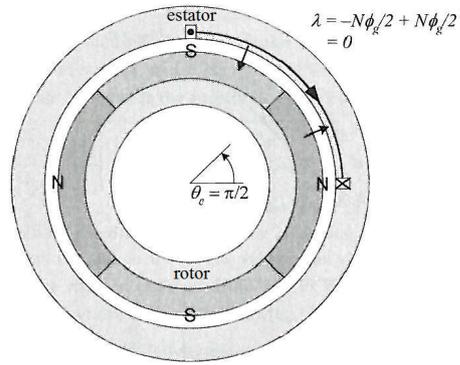
Para compreender o fluxo magnético, deve-se observar as figuras 3.7 e 3.8. A Figura 3.8 apresenta um diagrama de um motor, com rotor interno e quatro polos de passo pleno, os quais estão identificados, segundo as faces que estão voltadas para o entreferro, pelas letras S e N para sul e norte respectivamente. O símbolo retangular com um X inscrito, na extremidade direita da Figura 3.8(a), representa uma perna da bobina onde a corrente elétrica está entrando no plano da página. O símbolo retangular com uma circunferência cheia, na parte superior do estator, representa uma perna da bobina onde a corrente elétrica está saindo do plano da página. As duas setas radiais, direcionadas para o centro, isto é, a partir do estator para o rotor, indicam o sentido do fluxo magnético no entreferro Φ_g gerado pelos ímãs permanentes – polos. Elas sempre saem das faces sul e entram nas faces norte dos polos.

Na Figura 3.8(a), a corrente está entrando na página pela perna à direita e saindo pela perna superior. O fluxo magnético produzido pela bobina, segundo a regra da mão direita, está no sentido do rotor para o estator, contrário ao fluxo dos polos. Sendo Φ_g o fluxo que atravessa a bobina, o fluxo magnético é dado por $\lambda = -N \Phi_g$. Girando o rotor $90^\circ E$, conforme Figura 3.8(b), a bobina fica metade em frente ao polo norte e metade em frente ao polo sul, o que resulta em um fluxo magnético total nulo. Girando mais $90^\circ E$, portanto na posição $\theta_e = 180^\circ E$, Figura 3.8(c), a bobina fica voltada totalmente para um polo norte. Neste caso, o fluxo Φ_g e o fluxo produzido pela corrente da bobina estão no mesmo sentido, produzindo um fluxo resultante positivo $\lambda = N \Phi_g$.

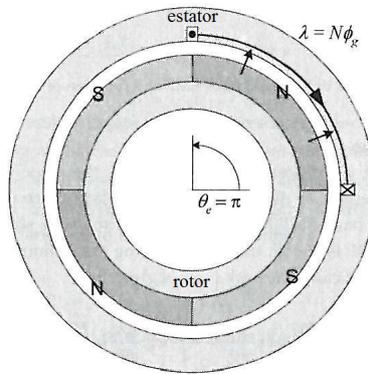
No intervalo de $\theta_e = 0^\circ E$ até $\theta_e = 180^\circ E$ o fluxo magnético variou linearmente com θ_e , de um mínimo até um valor máximo. Passando $\theta_e = 180^\circ E$ o fluxo retorna linearmente para o valor mínimo em $\theta_e = 360^\circ E$. A Figura 3.9(a) mostra a curva representando o fluxo resultante, enquanto a respectiva força contra-eletromotriz é apresentada em 3.9(b).



(a) Rotor em $\theta_e = 0^\circ E$.



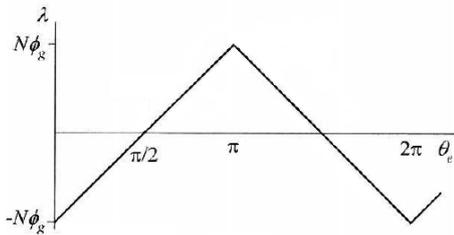
(b) Rotor em $\theta_e = 90^\circ E$.



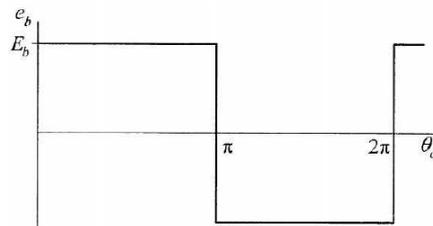
(c) Rotor em $\theta_e = 180^\circ E$.

Figura 3.8 - Fluxo concatenado.

Fonte: Hanselman (2006).



(a) Fluxo concatenado em função do ângulo elétrico.



(b) Força contra-eletromotriz (*Back EMF*) produzida pela variação do fluxo concatenado.

Figura 3.9 - Fluxo concatenado e respectiva força contra-eletromotriz.

Fonte: Hanselman (2006).

3.6 Força Contra-Eletromotriz

Da lei de Faraday, a força contra-eletromotriz e_b é a derivada em relação à posição θ_e do fluxo magnético mostrado na Figura 3.9(a). A forma de onda da força contra-eletromotriz é apresentada na Figura 3.9(b). A velocidade angular elétrica ω_e é relacionada à velocidade mecânica do rotor ω_m por $\omega_e = N_p \omega_m / 2$, e a derivada de λ em relação ao ângulo elétrico θ_e é dado por $2N\Phi_g/\pi$, conforme Figura 3.9(a). Além disso, o fluxo no entreferro Φ_g pode ser usado conforme a equação 3.8.

$$e_b = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d\theta_e}{dt} \frac{d\lambda}{d\theta_e} = \omega_e \frac{d\lambda}{d\theta_e} = \frac{N_p}{2} \omega_m \frac{d\lambda}{d\theta_e} = \frac{N_p}{2} \omega_m \frac{2N\Phi_g}{\pi} \quad (3.7)$$

$$\Phi_g = B_g A_g = B_g r_{mi} \theta_p L_m = \frac{2\pi}{N_p} B_g L_m r_{mi} \quad (3.8)$$

A densidade de fluxo pode ser modificada pelo coeficiente de Carter para melhorar o modelo. O passo polar θ_p é $2\pi/N_p$; r_{mi} é o raio maior do entreferro, na superfície do ímã; e L_m é o comprimento axial do rotor. Fazendo as substituições e rearranjando a equação, calcula-se a amplitude da força contra-eletromotriz E_b . Os parâmetros $2N$, N_{bpf} , B_g , L_m e r_{mi} formam a constante de força contra-eletromotriz K_e , com unidade $[V/(radM/s)]$. $2N$ é o número de condutores nos dois lados de uma bobina e N_{bpf} é o número de bobinas por fase.

$$|e_b| = E_b = 2N N_{bpf} B_g L_m r_{mi} \omega_m = K_e \omega_m \quad (3.9)$$

Para relacionar a corrente i no enrolamento e a força contra-eletromotriz e_b com o torque T e a velocidade do eixo ω_m , usa-se o princípio da conservação da energia. A potência elétrica aplicada ao campo magnético $P_e = e_b i$ deve ser igual à potência mecânica do eixo $P_m = T \omega_m$. Esta é a relação fundamental da conversão de energia em motores elétricos (HENDERSHOT; MILLER, 1994). Agora é possível relacionar a corrente com o torque produzido. A equação 3.12 mostra também que a constante de torque K_t e a constante de força contra-eletromotriz K_e são iguais e representam fisicamente uma única constante. A constante de torque $K_t = T/i$ é usada para designar a quantidade de corrente i necessária para se produzir um torque T . Altos valores dessa constante implicam que baixas correntes podem produzir altos torques.

A constante de força contra-eletromotriz $K_e = E_b/\omega_m$ é designada para relacionar o montante de força contra-eletromotriz induzida pela velocidade de rotação ω_m do eixo do motor. Altos valores de K_e indicam que mesmo em baixas rotações a força contra-eletromotriz produzida será alta (HANSELMAN, 2006).

$$e_b i = T \omega_m \quad (3.10)$$

$$|T| = \frac{E_b i}{\omega_m} = 2N B_g L_m r_{mi} i = K_t i \quad (3.11)$$

$$K_e = K_t = 2N B_g L_m r_{mi} \quad (3.12)$$

3.7 Desempenho do Motor

Uma maneira de avaliar o desempenho de um motor é relacionar o torque produzido T com as perdas $i^2 R$, resultando em uma constante K_M . Hanselman (2006) argumenta que o aumento dessa constante pode ser dado pelo aumento da densidade de fluxo magnético no entreferro, um rotor maior ou o aumento do volume de material condutor no enrolamento. Dessas, o aumento da densidade de fluxo magnético no entreferro obtida pela redução do comprimento do entreferro ou pelo aumento do comprimento radial dos ímãs tem o maior impacto positivo na performance da conversão da energia elétrica em mecânica.

$$K_m = \frac{T}{\sqrt{I^2 R}} \quad (3.13)$$

4 ESTATOR E BOBINAS

4.1 Algoritmos para Configuração de Bobinas

Motores sem escovas podem ter qualquer número par de polos N_p e qualquer número de ranhuras N_r . Mas apenas algumas combinações de polos e número de ranhuras são possíveis para maximizar o uso das ranhuras e produzir torque eficientemente. São tratados nesta seção métodos para distribuição de bobinas no estator em duas camadas onde cada ranhura terá duas pernas de bobinas diferentes. Os procedimentos abordados são especificamente para motores trifásicos, $N_f = 3$, assim o número de ranhuras deve ser divisível por 3, e o número de bobinas por fase N_{bpf} pode ser calculado por (HANSELMAN, 2006):

$$N_{bpf} = \frac{N_r}{N_f} \quad (4.1)$$

Para se obter uma distribuição senoidal do enrolamentos, podem ser utilizados os seguintes métodos (HENDERSHOT; MILLER, 1994):

- a) Construir as bobinas com passo menor que π radianos elétricos, geralmente passo de bobina de $5/6$, $2/3$ ou $1/2$ do comprimento do polo magnético, $\pi radE$. Quando as bobinas forem montadas de forma concêntrica, todas com o mesmo eixo, como mostrado na Figura 4.1, cada uma deve ter um passo diferente para produzir a distribuição senoidal;
- b) Inclinar as bobinas em relação aos ímãs, ou os ímãs em relação às bobinas;
- c) Distribuir as bobinas, todas de mesmo tamanho, em torno do estator, segundo uma configuração específica, dada pelo algoritmo da seção 4.2.

A extensão das bobinas é definida como um arco entre as duas pernas da bobina dado em número de ranhuras ou graus. Ela deve ser próxima de $180^\circ E$, o que faz com que a bobina tenha a mesma extensão de um polo magnético maximizando o fluxo concatenado por cada bobina e a força contra-eletromotriz induzida. Frequentemente em motores com rotor externo o número de polos é maior que o número de ranhuras e a extensão da bobina deve ser escolhida igual a uma ranhura. A extensão nominal da bobina S^* pode ser calculada a partir do número de ranhuras por polo N_{rp} .

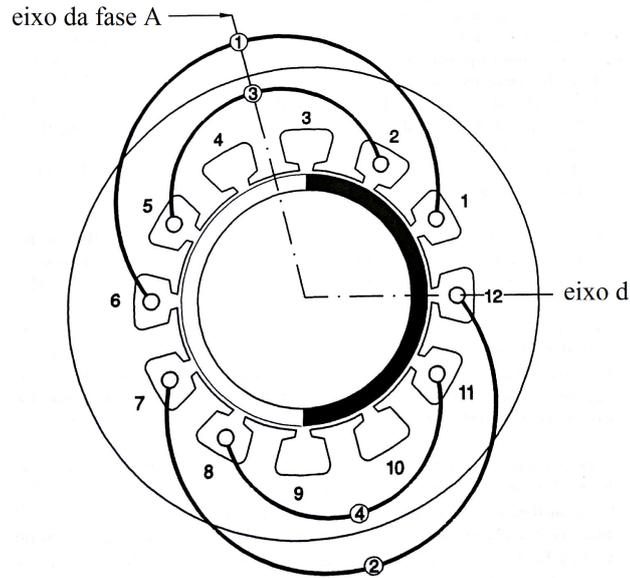


Figura 4.1 - Eixo da fase A.

Fonte: Hendershot e Miller (1994, p. 5-6).

Nas equações a seguir, a função $\max(\text{arg1}, \text{arg2}, \dots)$ retorna o maior valor dentre os seus argumentos enquanto $\text{truncar}(\text{arg})$ retorna a parte inteira do argumento (HANSELMAN, 2006).

$$N_{rp} = \frac{N_r}{N_p} \quad (4.2)$$

$$S^* = \max[\text{truncar}(N_{rp}), 1] \quad (4.3)$$

Em alguns casos a extensão da bobina é definida como $S^* - 1$, chamada de enrolamento de passo curto. Isso reduz o comprimento do nariz da bobina, parte da bobina compreendida entre suas duas pernas e que fica fora do comprimento útil do rotor. Com um passo menor, altera-se as características da força contra-eletromotriz. Geralmente, reduzir o passo da bobina produz uma onda de força contra-eletromotriz mais próxima de uma senoide além de reduzir o torque de relutância. Entretanto, isso reduz o fluxo concatenado pela bobina, o que acaba provocando a diminuição do torque produzido (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Motores sem ranhuras também devem ter sua configuração de bobinas de acordo com as mesmas técnicas que os motores ranhurados. Mesmo não havendo efetivamente ranhuras nesses motores, cada bobina tem suas pernas distribuídas em duas posições, uma de entrada e outra de saída. Para efeitos de apresentação dos algoritmos, mesmo para motores sem ranhuras, será usada a denominação “ranhura” para identificar as posições das pernas das bobinas.

Dois algoritmos para configurar as bobinas são discutidos, um em [Hanselman \(2006\)](#) e outro em [Hendershot e Miller \(1994\)](#). O objetivo de ambos é posicionar as bobinas de uma fase centradas em frente aos pares de polos com ângulos relativos próximos a 0°E e 180°E . As bobinas próximas de 180°E devem ser invertidas, pois estarão em oposição de fase assim como o respectivo polo. Em [Hanselman \(2006\)](#) todas as bobinas são inicialmente distribuídas em uma tabela na sequência das ranhuras, posicionando a primeira bobina com a perna de entrada na ranhura 1 e a perna de saída em $1 + S^*$. O mesmo procedimento é feito para a segunda bobina, com a perna de entrada na ranhura 2 e a de saída em $2 + S^*$, e assim sucessivamente até preencher todas as N_r ranhuras. A seguir, identifica-se cada ranhura com o ângulo elétrico correspondente, multiplicando o índice da ranhura por θ_s .

$$\theta_s = \frac{N_p}{N_r} \cdot 180^\circ\text{E} \quad (4.4)$$

Os ângulos devem então ser reduzidos ao intervalo $[-180^\circ\text{E}, 180^\circ\text{E}]$. Aquelas bobinas que tiverem ângulos com valor absoluto maior que 90°E devem ser invertidas, trocando as ranhuras de entrada e de saída, e alterando seu ângulo em 180°E . Escolhe-se dentre os resultados as N_{bpf} bobinas com ângulos mais próximos de 0°E e que proporcionem menor dispersão angular.

Após encontrar as posições das bobinas da fase A, a distribuição das bobinas das fases B e C são calculadas aplicando-se um deslocamento de fase K_f [ranhuras] entre cada fase. A constante K_f é calculada em 4.5 encontrando-se um valor inteiro para q no intervalo $[1, N_p/2) - 1]$ que resulte em um valor inteiro para K_f . Caso isso não seja possível, a configuração proposta não é válida.

$$K_f = \frac{2N_r}{3N_p} \cdot (1 + 3q) \quad (4.5)$$

O segundo algoritmos, em [Hendershot e Miller \(1994\)](#), formaliza a colocação individual bobina a bobina. Primeiramente calcula-se algumas constantes que formatam a distribuição, como o número de seções S , onde a função $\text{MDC}(\text{arg1}, \text{arg2})$ retorna o máximo divisor comum entre seus argumentos.

$$S = \text{MDC}(N_{bpf}, p) \quad (4.6)$$

A seguir calcula-se o número de ranhuras por seção N_{rs} segundo.

$$N_{rs} = \frac{N_r}{S} \quad (4.7)$$

Definindo-se ϵ igual ao resto da divisão N_r/N_p , calcula-se a distância S_f em número de ranhuras entre a perna de saída de uma bobina até a perna de entrada da próxima.

$$S_f = \begin{cases} S * + 1 & \text{se } \epsilon > 0,5 \\ N_{rs} - S * & \text{se } \epsilon \leq 0,5 \end{cases} \quad (4.8)$$

Cada sequência tem N_{bpf}/S bobinas, que são distribuídas da seguinte forma. Define-se a primeira bobina da fase A com entrada na ranhura 1 e saída em $(1 + S*)$. A segunda bobina terá sua entrada contando-se S_f ranhuras após a saída da primeira, e a sua saída será $-S*$ após sua entrada. As bobinas seguintes obedecem a mesma lógica, com alternância do sinal de $S*$, o que atribui as bobinas de forma alternada sobre os polos também alternados.

Após distribuir as bobinas da seção, copia-se todas elas com deslocamento de N_{rs} ranhuras para formar a seção seguinte. Com a fase A distribuída, as fases B e C são criadas copiando-se cada bobina da fase A com um deslocamento de K_f e $2K_f$ ranhuras respectivamente.

4.2 Configuração das Bobinas

Para um motor trifásico, o enrolamento é equacionado para cada fase, A , B e C ([HOLM, 2003](#), pg. 49). Para uma melhor performance deve-se projetar o enrolamento de forma que a força contra-eletromotriz produzida seja aproximadamente senoidal. Foram criadas duas configurações de enrolamentos, segundo [Hendershot](#)

Tabela 4.1 - Arranjo das bobinas segundo algoritmo de Hendershot e Miller (1994).

Bobina	Ângulo [°E]	Entrada	Saída	Fase A	Fase B	Fase C
1	0	1	3	A		
2	5	10	8	A		
3	10	15	17	A		
4	0	10	12	A		
5	5	1	12	A		
6	10	6	8	A		
7	0	7	9		B	
8	5	16	14		B	
9	10	3	5		B	
10	0	16	0		B	
11	5	7	5		B	
12	10	12	14		B	
13	0	13	15			C
14	5	4	2			C
15	10	9	11			C
16	0	4	6			C
17	5	13	11			C
18	10	0	2			C

e Miller (1994), descrita na tabela 4.1, e segundo Hanselman (2006), apresentada na tabela 4.2. Ambos os métodos produzem distribuição equivalente, resultando na mesma performance do motor. Foi usado para continuação do trabalho e simulação do modelo o algoritmo de Hanselman (2006), utilizando os parâmetros definidos na seção 6.1.

A Figura 4.2 mostra um esquema com as bobinas da fase A. O rotor está desenhado com seu eixo alinhado ao eixo da fase A, com $\theta = 40^\circ$ M. As Figuras 4.3 e 4.4 apresentam as configurações das bobinas das fases B e C respectivamente.

Tabela 4.2 - Arranjo das bobinas segundo algoritmo de Hanselman (2006).

Bobina	Ângulo [°E]	Entrada	Saída	Fase A	Fase B	Fase C
1	0	1	3	A		
2	-20	5	3	A		
3	20	10	8	A		
4	0	10	12	A		
5	-20	14	12	A		
6	20	1	17	A		
7	0	7	9		B	
8	-20	11	9		B	
9	20	16	14		B	
10	0	16	0		B	
11	-20	2	0		B	
12	20	7	5		B	
13	0	13	15			C
14	-20	17	15			C
15	20	4	2			C
16	0	4	6			C
17	-20	8	6			C
18	20	13	11			C

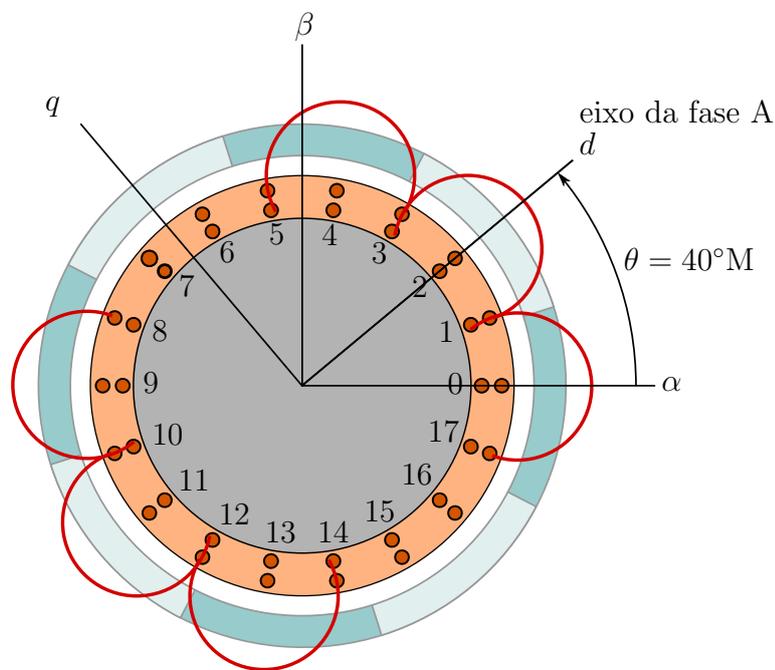


Figura 4.2 - Configuração das bobinas - fase A.

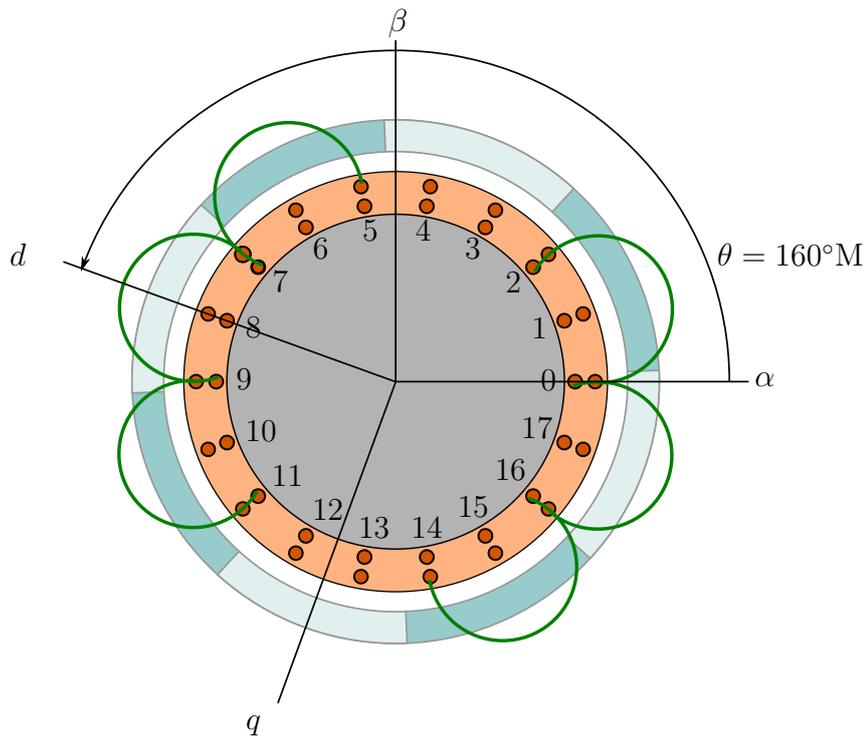


Figura 4.3 - Configuração das bobinas - fase B.

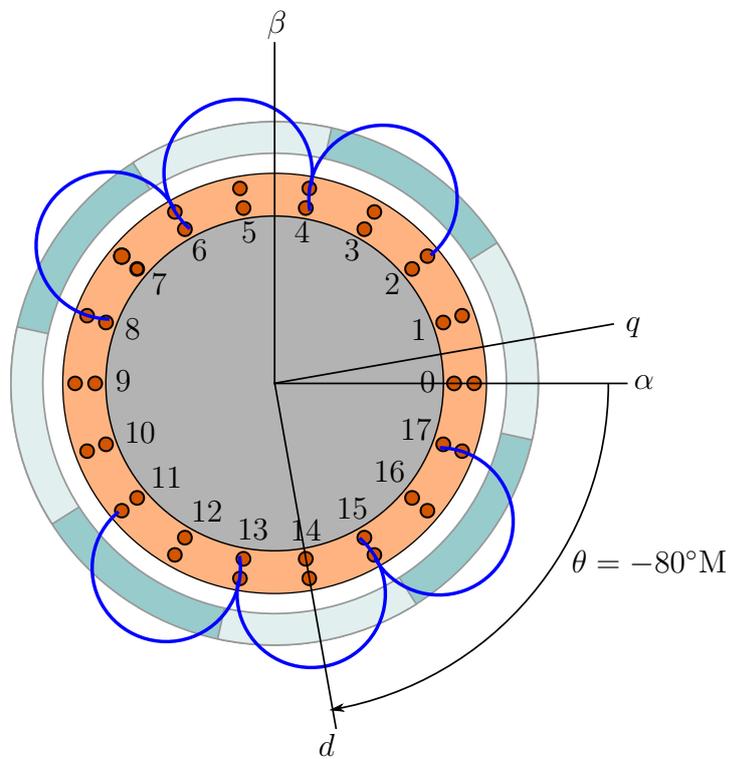


Figura 4.4 - Configuração das bobinas - fase C.

5 ROTOR E ÍMÃS

5.1 Materiais Magnéticos

O campo magnético produzido pelos ímãs em um motor síncrono com ímãs no rotor é responsável pela produção do campo magnético que interage com as bobinas para produzir torque. O torque nesses motores é proporcional ao fluxo magnético e à corrente. A maior parcela da força magnetomotriz produzida pelos ímãs é consumida pelo entreferro que possui baixa permeabilidade magnética. Assim, quanto menor for o comprimento radial do entreferro menor precisa ser o comprimento radial dos ímãs mantendo um valor de fluxo alto para maximizar o torque mas não ultrapassando o limite de saturação dos materiais (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

Dentre as principais características dos materiais magnéticos a considerar no projeto de motores está a curva de magnetização, onde se encontram as propriedades de densidade de fluxo remanente e coercividade. O ponto de operação sobre a curva é ditado pela força de magnetização aplicada pelas bobinas do motor, e não pode ultrapassar o valor da coercividade para evitar a desmagnetização do material (HENDERSHOT; MILLER, 1994). A densidade de fluxo no aço não pode ultrapassar os valores de saturação em torno de 1,6 a 1,7 T. Em estudo comparativo Juliani et al. (2007) demonstrou que ímãs de ferrite produziram densidade de fluxo magnético no entreferro de 0,94 T enquanto ímãs de NdFeB produziram 1,24 T. A temperatura de Curie do NdFeB (310 °C) é mais baixa que a da ferrite (450 °C) (MAGNETIC MATERIALS PRODUCERS ASSOCIATION (MMPA), 2000), o que leva o projeto térmico a maior rigorosidade em relação aos limites de temperatura.

Ímãs de terras raras de samário-cobalto têm menor força de campo magnético que os ímãs de neodímio. Por outro lado sua temperatura de Curie é mais elevada, permitindo sua aplicação em ambientes de alta temperatura. A temperatura de Curie é aquela a partir da qual o material passa a perder sua magnetização. Ímãs de samário-cobalto são bastante frágeis, podendo sofrer fraturas devido a impactos ou choques térmicos (MAGNETIC MATERIALS PRODUCERS ASSOCIATION (MMPA), 2000).

Para o modelo foi usado como referência o material NdFeB tipo N52 (K&J MAGNETICS INC., 2015). As principais características do material são apresentadas na tabela 5.1.

Hendershot e Miller (1994) apresenta algumas configurações para a montagem dos ímãs em rotores externos. Pode ser produzido um anel com magnetização ou montados vários ímãs dentro de uma casca cilíndrica. Essa casca permite a operação do rotor em altas velocidades, e foi escolhida para o modelo proposto.

Tabela 5.1 - Propriedades do NdFeB N52.

Propriedade	Valor
Densidade de fluxo remanente	1,45 a 1,48 T
Coercividade	891 kA/m
Temperatura de Curie	310 °C
Permeabilidade relativa	1.05
Resistência à tração	80 MPa
Densidade	7,4 a 7,5 g/cm ³

Fonte: K&J MAGNETICS INC. (2015).

5.2 Arranjo Halbach

Halbach (1980) aponta a alta capacidade magnética e a simplicidade das propriedades dos ímãs de terras raras como motivadores da sua aplicação em face aos ímãs de ferrite e alnico. Ao produzir esses ímãs, um campo magnético forte é aplicado sobre o material, paralelo com a direção principal de magnetização, chamada em inglês de *easy axis*. Os ímãs samário-cobalto tem como característica a quase totalidade de alinhamento dos momentos magnéticos na direção de magnetização (HALBACH, 1980), o que lhe confere alto nível de densidade de fluxo, alcançando $B_r = 1,41T$, coercividade $H_c = 820kA/m$ e portanto máximo produto de energia $(BH)_{max} = 400kJ/m^3$ (MAGNETIC MATERIALS PRODUCERS ASSOCIATION (MMPA), 2000). Para comparação, ímãs de ferrite produzem fluxo remanente de até $0,41T$ com $(BH)_{max} = 31,8kJ/m^3$ e ímãs de alnico $1,06T$, mas com coercividade de apenas $119kA/m$ e $(BH)_{max} = 71,6kJ/m^3$ (MAGNETIC MATERIALS PRODUCERS ASSOCIATION (MMPA), 2000). A curva de magnetização dos ímãs samário-cobalto na direção principal apresenta uma grande extensão linear, com remanência alta e alcançando inclusive o terceiro quadrante do gráfico devido a sua coercividade. O valor característico de sua inclinação, dado pela relação entre o fluxo B e a intensidade de campo magnético H , é $dB/(dH\mu) = \mu \approx 1,04 - 1,08$

Halbach (1980) desenvolveu um modelo de ímãs com múltiplos polos, conhecida

como arranjo Halbach (*Halbach Array*). Sua aplicação foi desenvolvida originalmente para aceleradores de partículas, mas posteriormente foi percebido seu potencial para aplicação em máquinas elétricas. A principal vantagem é o alto fluxo produzido em uma das faces do arranjo, enquanto a face oposta apresenta baixo ou nenhum fluxo, o que permite seu uso com efeito de blindagem magnética.

Primeiro Halbach equaciona um modelo para descrever o campo de um ímã que tem o vetor de magnetização rotacionado continuamente em sua extensão (Figura 5.1). Pode-se conseguir o mesmo efeito em um cilindro (Figura 5.2). Em vista ao processo de fabricação, o modelo é transformado em um conjunto de ímãs, cada um com uma única direção de magnetização, conhecido como arranjo segmentado (Figura 5.3). Propõe ainda oito segmentos por par de polo para se obter uma boa aproximação com o modelo contínuo (HALBACH, 1980). Enquanto a construção comum de motores é feita fixando os ímãs permanentes na superfície do rotor, uma alternativa é utilizar o arranjo Halbach segmentado para produzir os polos magnéticos. O sentido de rotação da magnetização dos ímãs permite configurar o arranjo tanto para rotor interno quanto para externo. No segundo caso, utilizado nessa dissertação, o campo produzido é interno ao mesmo tempo que o efeito de blindagem é significativo para a aplicação espacial, inibindo o efeito do campo magnético nos outros componentes externos à roda de reação.

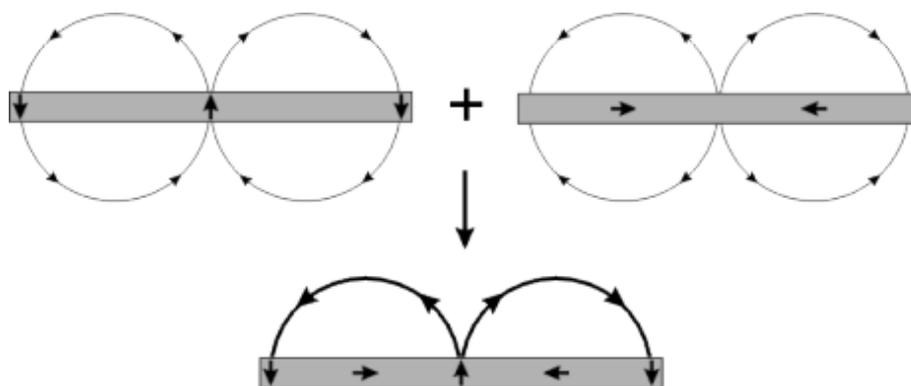


Figura 5.1 - Halbach array.

Pode-se observar na Figura 5.2 que o número de polos do motor pode ser conseguido variando o número de ciclos de magnetização. O primeiro modelo, a esquerda, não apresenta campo interno. O segundo apresenta uma configuração com dois polos, um

norte e um sul. O terceiro e o quarto modelos apresentam respectivamente quatro e oito polos.

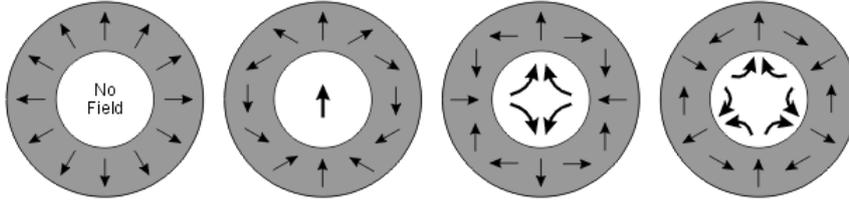


Figura 5.2 - Cilindro configurado como Halbach array.

A Figura 5.2 mostra modelos ideais de magnetização Halbach, difíceis de serem manufaturados. Shi et al. (2012) apresenta um equacionamento para cilindros Halbach segmentados, (Figura 5.3). A comparação com estudos numéricos em elementos finitos mostrou que o modelo analítico proposto é bastantes preciso, e pode ser usado para se calcular o campo magnético no entreferro de motores com rotor externo.

$$\vec{M} = M_r \hat{i}_r + M_\phi \hat{i}_\phi \quad (5.1)$$

$$M_r = M \cos(\phi - \phi_{m,i}) \quad (5.2)$$

$$M_\phi = -M \text{sen}(\phi - \phi_{m,i}) \quad (5.3)$$

Onde $\phi_{m,i}$ é o ângulo entre o eixo d , $\phi = 0$, e o eixo principal de magnetização em cada posição do rotor.

$$\phi_{m,i} = (1 \pm p)\phi_i \quad (5.4)$$

$$\phi_i = \frac{i-1}{pl}\pi \quad i = 1, 2, 3, \dots, 2pl \quad (5.5)$$

ϕ_i é o ângulo entre $\phi = 0$ e o centro do segmento i . Desenvolvendo a equação 5.3 em série de Fourier obtém-se:

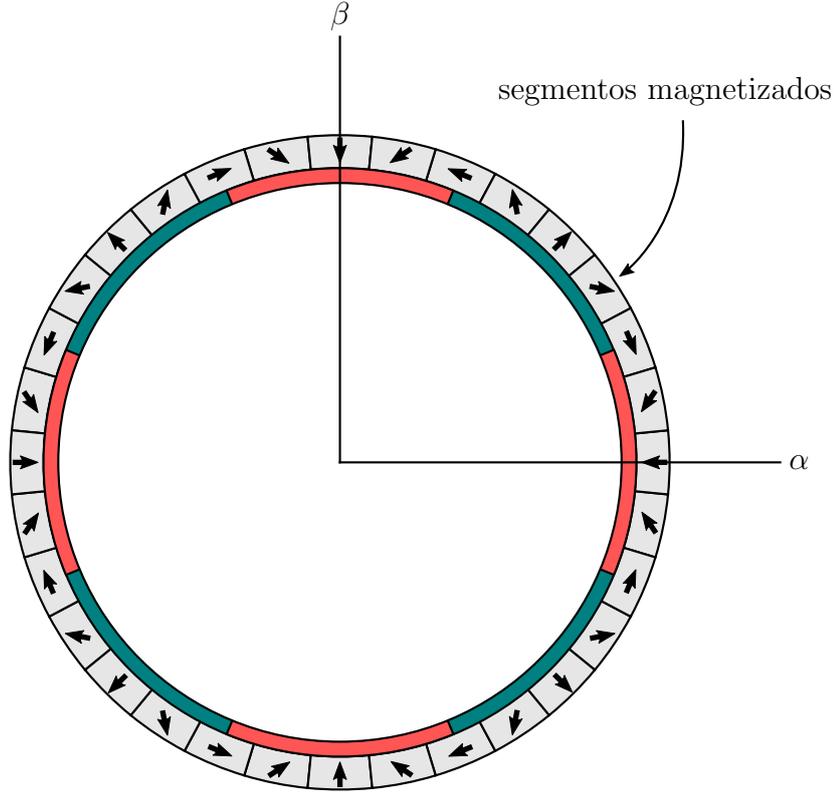


Figura 5.3 - Rotor com arranjo cilíndrico Halbach segmentado.

$$M_{rn} = \begin{cases} \frac{2pl}{\pi} M \operatorname{sen} \left(\frac{1+p}{2pl} \pi \right) \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2l}}}{np+1} & n = 2lk + 1 \\ -\frac{2pl}{\pi} M \operatorname{sen} \left(\frac{1+p}{2pl} \pi \right) \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2l}}}{np-1} & n = 2lk - 1 \\ 0 & \text{outros} \\ (k = 0, 1, 2, 3\dots) & \end{cases} \quad (5.6)$$

$$M_{\phi n} = \begin{cases} \frac{2pl}{\pi} M \operatorname{sen} \left(\frac{1+p}{2pl} \pi \right) \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2l}}}{np+1} & n = 2lk + 1 \\ \frac{2pl}{\pi} M \operatorname{sen} \left(\frac{1+p}{2pl} \pi \right) \frac{(-1)^{\frac{n+1}{2l}}}{np-1} & n = 2lk - 1 \\ 0 & \text{outros} \\ (k = 0, 1, 2, 3\dots) & \end{cases} \quad (5.7)$$

O equacionamento apresentado por Shi et al. (2012) faz uso das seguintes hipóteses: (1) Todos os segmentos usam o mesmo material magnético e operam em uma região linear da curva de desmagnetização; (2) todos os segmentos são do mesmo tamanho e

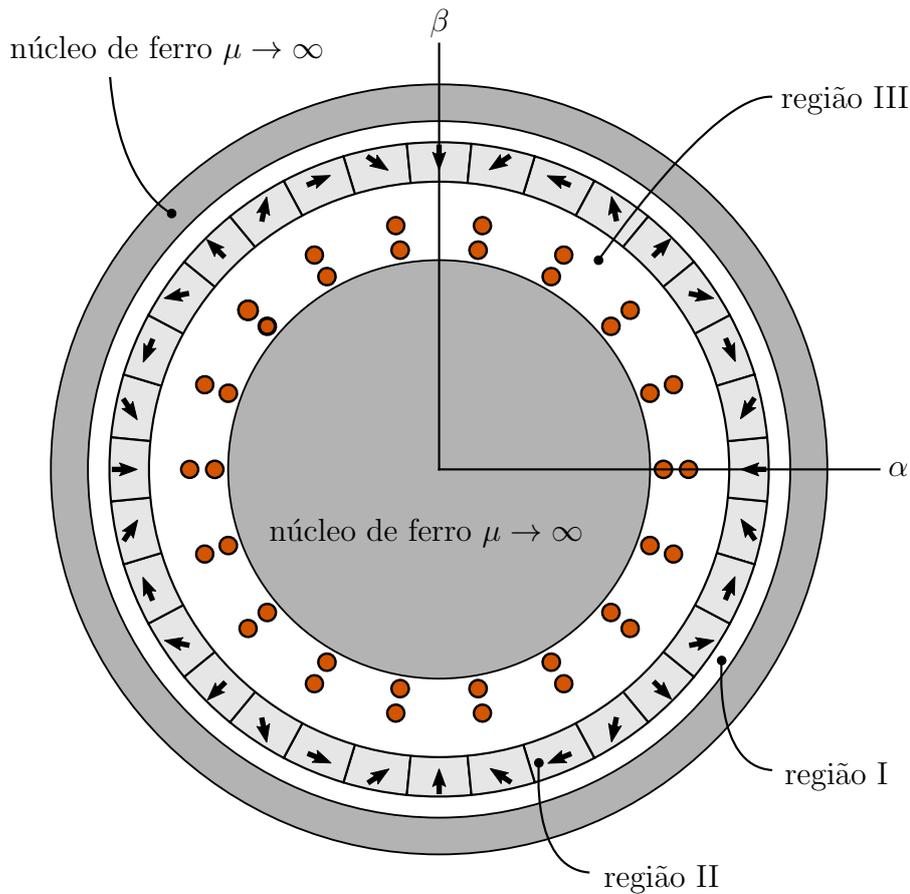


Figura 5.4 - Modelo analítico de cilindro Halbach segmentado.

o espaço entre eles é desprezado; (3) o estator não possui ranhuras; (4) o material do núcleo de ferro é infinitamente permeável; e (5) os efeitos de borda são desprezados, sendo considerado um motor com comprimento útil infinito.

Shi et al. (2012) desenvolve o modelo para rotor interno e externo ao mesmo tempo. Para esta aplicação serão feitas as alterações para o modelo refletir um rotor externo. Assim, conforme a Figura 5.4 e as definições da seção 3.1, r_{wi} é o raio externo do núcleo do estator, $r_o = r_{mo}$ é o raio interno do núcleo do rotor, igual ao raio externo do cilindro Halbach r_{mo} . r_{mi} é o raio interno do cilindro Halbach.

O comprimento total do entreferro é $g = r_{mi} - r_i$, região III, compreendido pelos espaços das bobinas e a distância entre elas e o rotor. Nessa região o campo magnético é dado por:

$$B_{3r}(r, \phi) = - \sum_n G_2 \left[\left(\frac{r}{r_{mi}} \right)^{np-1} + \left(\frac{r_{wi}}{r_{mi}} \right)^{np-1} \left(\frac{r_{wi}}{r} \right)^{np+1} \right] \cos(np\phi) \quad (5.8)$$

$$B_{3\phi}(r, \phi) = \sum_n G_2 \left[\left(\frac{r}{r_{mi}} \right)^{np-1} - \left(\frac{r_{wi}}{r_{mi}} \right)^{np-1} \left(\frac{r_{wi}}{r} \right)^{np+1} \right] \text{sen}(np\phi) \quad (5.9)$$

Nas equações acima, G_2 é dado por:

$$G_2 = \mu_0 \frac{np}{(np)^2 - 1} \frac{G_{21} + G_{22}}{G_D} \quad (5.10)$$

Os valores G_{21} , G_{22} e G_D são calculados a seguir.

$$\begin{aligned} G_{21} &= (np + 1) (M_{rn} + M_{\phi n}) \\ &\times \left\{ (\mu_r + 1) \left[1 + \left(\frac{r_{mi}}{r_o} \right)^{2np} \right] \right. \\ &\left. - (\mu_r - 1) \left[\left(\frac{r_{mi}}{r_{mo}} \right)^{2np} + \left(\frac{r_{mo}}{r_o} \right)^{2np} \right] \right\} \end{aligned} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} G_{22} &= 2 \left\{ (\mu_r - 1) (npM_{rn} + M_{\phi n}) \left(\frac{r_{mi}}{r_{mo}} \right)^{2np} \right. \\ &- (M_{rn} + npM_{\phi n}) \left[1 + \left(\frac{R_{mo}}{R_o} \right)^{2np} \right] \left(\frac{r_{mi}}{r_{mo}} \right)^{np-1} \\ &- (\mu_r + 1) (npM_{rn} + M_{\phi n}) \left(\frac{r_{mi}}{r_o} \right)^{2np} \\ &\left. - \mu_r (npM_{rn} + M_{\phi n}) \left[1 - \left(\frac{r_{mo}}{r_o} \right)^{2np} \right] \left(\frac{r_{mi}}{r_{mo}} \right)^{np-1} \right\} \end{aligned} \quad (5.12)$$

$$\begin{aligned}
G_D = & \left[(\mu_r + 1) \left(\frac{r_{wi}}{r_{mo}} \right)^{2np} - (\mu_r - 1) \left(\frac{r_{mi}}{r_{mo}} \right)^{2np} \right] \\
& \times \left[(\mu_r + 1) \left(\frac{r_{mo}}{r_o} \right)^{2np} - (\mu_r - 1) \right] \\
& - \left[(\mu_r + 1) - (\mu_r - 1) \left(\frac{r_{wi}}{r_{mi}} \right)^{2np} \right] \\
& \times \left[(\mu_r + 1) - (\mu_r - 1) \left(\frac{r_{mo}}{r_o} \right)^{2np} \right] \tag{5.13}
\end{aligned}$$

5.3 Requisitos de Projeto

Uma roda de reação é controlada para compensar os torques externos sofridos pelo satélite ou executar manobras de atitude e deve ter alta capacidade de armazenamento de energia. Isto é alcançado na forma de energia cinética de rotação usando uma roda de inércia girando em alta velocidade. Para suprir este requisito o motor que aciona a roda deve ter alto torque em baixas velocidades e alta velocidade máxima. Uma possível configuração é um rotor com duas camadas, uma externa ao estator e outra interna, o que pode aumentar o torque e a performance do motor mas introduzir perdas de eficiência (QU; LIPO, 2003).

Souza (1986) elenca alguns requisitos para aplicação espacial como torque máximo de 0.137 Nm, velocidade máxima sem carga de 420 rad/s, máxima oscilação de torque de 7%, massa do motor de 1.22×10^{-1} kg, tensão máxima de 20.6 V a 25° C, corrente máxima de 2.82 A, constante de torque $K_t = 5.01 \times 10^{-2}$ Nm/A, constante de força contra-eletromotriz $K_b = 5.01 \times 10^{-2}$ V/rad/s, resistência de $7.3 \Omega \pm 12.5\%$ e indutância de $2.5 \text{ mH} \pm 30\%$. Souza (1986) também cita o momento de inércia máximo da armadura de 6.21×10^{-6} kg.m², em se tratando de um motor com armadura no rotor.

Modelos comerciais mais recentes de rodas de reação como a TELDIX modelo RSI 01-5/28 (TELDIX, 2003) apresentam velocidade máxima de operação 2800 rpm e momento angular de 0, 12 Nms. A tabela 5.2 mostra as características dessa roda de reação.

Tabela 5.2 - Dados técnicos da roda TELDIX RSI 01-5/28.

Modelo	RSI 01-5/28
Momento angular em velocidade nominal	0,12 Nms
Intervalo de velocidade de operação	± 2.800 rpm
Limites de velocidade	± 3.000 rpm
Torque de reação	5 mNm
Temperatura ambiente de operação	-20°C a +60 °C
Dimensões:	
Diâmetro	95 mm
Altura	102 mm
Massa total	< 0,70 kg
Consumo de energia:	
Em regime na velocidade nominal	< 2 W
Com máximo torque na velocidade nominal	< 4 W

Fonte: TELDIX (2003).

Zhang et al. (2002) desenvolveu uma roda de reação enfatizando o uso de mancais HTS. Os resultados obtidos foram: armazenamento de momento de inércia de 3,5 Js a 15.000 rpm, diâmetro externo de 83 mm, comprimento 78 mm, massa total de 1,86 kg e motor sem escovas de oito polos.

5.4 Trabalhos Relacionados

Patterson e Spée (1995) construíram e testaram dois rotores para um motor elétrico síncrono com ímãs permanentes no rotor. O primeiro com o mínimo material magnético necessário para cobrir os condutores ativos em qualquer instante de tempo e o segundo com material magnético em excesso. O torque de relutância de ambos foi o mesmo, mas o segundo rotor demonstrou menos perdas no núcleo devido aos níveis mais baixos de ondulação no circuito magnético.

O artigo de Sitapati e Krishnan (2001) compara cinco diferentes configurações de motores: (a) com campo radial; (b) com campo axial e um entreferro; (c) com campo axial e dois entreferros; (d) com campo axial sem ranhuras e um entreferro; e (e) com campo axial sem ranhuras e dois entreferros. Cada motor foi desenvolvido em cinco configurações de potência: 1/4 kW, 1 kW, 3 kW, 5 kW e 10 kW. Todos possuem alimentação de 375 V em corrente contínua, ímãs permanentes, sem escovas e com acionamento por comutador eletrônico. As velocidades usadas foram de 1000 a 3000 rpm. Os ímãs foram feitos de terras raras sinterizados (NdFeB). Todas máquinas

trifásicas com comando em seis etapas. O motor de 1/4 kW construído com 12 ranhuras e 8 polos enquanto os demais motores ranhurados com 24 ranhuras e 8 polos.

A comparação avaliou o comprimento, volume, massa, momento de inércia, perdas, torque e potência. Os motores axiais têm pequeno comprimento axial, volume, massa e momento de inércia quando comparados com os radiais. Os motores axiais com ranhuras (b) e (c) tem seus circuitos magnéticos conduzindo o fluxo através dos dentes e assim podem ser usadas menos espiras por bobina quando comparados aos modelos sem ranhuras. As máquinas com ranhuras têm o núcleo do estator mais pesado devido aos dentes, mas as máquinas sem ranhuras exigem ímãs mais espessos para produzir alta densidade de fluxo devido ao seu maior entreferro. Assim, ambas configurações tem pesos similares e são mais leves que as radiais. Os motores de campo radial tem os maiores momentos de inércia, podendo ser usados quando for necessária rápida aceleração e desaceleração.

Para o cálculo do circuito magnético é necessário modelar a permeância do entreferro. Em estatores com ranhuras as linhas de fluxo magnético atravessam diferentes distâncias através do entreferro devido às ranhuras formando franjas em torno dos dentes. O uso do comprimento g do entreferro entre o topo do dente até os ímãs do rotor não é preciso. Deve-ser ajustar essa medida usando o coeficiente de Carter K_g , também conhecido como coeficiente de entreferro, usando o novo valor para o comprimento do entreferro $g_e = K_g g$. Sharifian et al. (2009) comparou alguns métodos para esse ajuste como a equação de Carter usada em (HANSELMAN, 2006), a curva de Carter, a curva f de Green e o método dos elementos finitos para três modelos de ranhuras. A curva f de Green apresentou-se com a melhor escolha para modelar o coeficiente de Carter para franjas de fluxo em ranhuras.

De acordo com os requisitos de redução de massa e volume, um aspecto que pode ser otimizado é o volume de condutores fora da região ativa, denominado de nariz das bobinas. Um desenho mais complexo do nariz das bobinas pode aproveitar melhor os espaços entre eles, reduzindo a massa e o volume de material condutor. Isso implica na redução de perdas e da resistência elétrica. Ruwer e Ricci (2011) propuseram um novo modelo de nariz de bobina, formado em hélice a partir de um lado da bobina até o outro. A seção transversal da bobina ao percorrer este caminho varia de um retângulo em ambos os lados através de um formato em gota no centro do caminho. A seção transversal é rotacionada gradualmente durante o caminho, Figura 5.5.

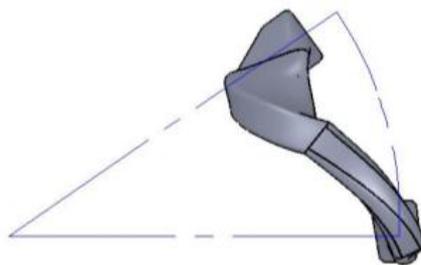


Figura 5.5 - Caminho em hélice e seção em forma de gota para nariz de bobina.

Fonte: [Ruwer e Ricci \(2011\)](#).

[Fernandes \(2014\)](#) tratou em sua dissertação sobre a técnica de modulação por espaço vetorial para acionamento de motores sem escovas, buscando melhorar o controle sobre a flutuação do torque desses motores em baixas velocidades. [Zhu e Howe \(1992\)](#) desenvolveram um modelo analítico para prever o torque de relutância em motores radiais, tanto com rotores internos e externos.

6 METODOLOGIA E ANÁLISE DE UM MOTOR PARA RODAS DE REAÇÃO DE SATÉLITES

O método de coenergia é aplicado calculando-se o fluxo concatenado pelas bobinas, a força contra eletromotriz e o torque. Em seguida calcula-se os valores da constante de torque K_t e da constante de força contra eletromotriz K_e , características estas que definem a operação do motor. A finalização dar-se-á por meio do cálculo do torque a partir da força de Lorentz para verificação do resultado pelo método da coenergia. São admitidos os critérios de minimização de massa, volume e flutuação do torque devido aos fatores de projeto do motor. São considerados o efeito de blindagem do campo magnético produzido pelo motor para que este não interfira nos demais instrumentos e componentes do satélite. Não serão tratados os critérios de tolerância a falhas e a amplitude térmica. Também não são consideradas as perdas ocorridas na transformação de potência eletromecânica.

6.1 Configuração do motor

O motor será projetado com ímãs permanentes no rotor, enquanto o enrolamento será montado no estator. O rotor será projetado em torno (externamente) do estator, aumentando seu momento de inércia e por conseguinte sua capacidade de armazenar momento angular. Assim, ele irá assumir tanto o papel de rotor com ímãs permanentes como o papel de disco de inércia, caracterizando e justificando o projeto especial desse motor. Por ter a parte rotativa sem condutores elétricos não há a necessidade de se usar comutador com escovas, oferecendo menos perdas no rotor e maior densidade de torque em relação à massa do motor. Essas características reduzem a necessidade de resfriamento, que é uma tarefa complexa de se realizar no vácuo do ambiente espacial (HOLM, 2003, pg. 45).

Baseado nos estudos apresentados nas seções anteriores, algumas características de projeto foram definidas. É desejado movimento rotativo, sendo empregado um eixo, um rotor e um estator. Para essa aplicação o rotor será externo, girando em torno do estator, e sua massa será aproveitada como volante de inércia. O motor terá ímãs permanentes no rotor, dispensando um comutador mecânico que implica em perdas. Será usado um comutador eletrônico. Segundo Hanselman (2006, pg. 67), os ímãs podem ser colados na superfície do rotor ou embutidos na sua estrutura. A segunda opção propicia maior resistência e maior velocidade de operação, porém trás aumento nas perdas e na ondulação do torque. Neste projeto foi empregado um

rotor com os segmentos de ímãs em uma distribuição Halbach (HALBACH, 1980), sem ranhura e sem espaço entre cada segmento, produzindo um fluxo aproximadamente senoidal e sem produzir torque de relutância.

A distribuição das bobinas foi determinada na seção 4.2 e apresentada na tabela 4.2. Uma comparação feita por Arkadan et al. (1992) mostra que o uso de estator sem dentes reduz significativamente as perdas em operação sem carga, sendo uma boa opção para o projeto. A inclinação relativa entre as bobinas e os ímãs não será utilizada, pois a minimização do torque de alinhamento é alcançada com a eliminação dos dentes no estator.

A tabela 6.1 apresenta um resumo das características construtivas propostas a partir dos estudos realizados. A tabela 6.2 mostra os valores dos parâmetros que foram utilizados para simular o modelo. O modelo foi simulado utilizando o software SciLab versão 5.5.0 (SCILAB..., 2011).

Tabela 6.1 - Características construtivas e de configuração do motor.

Fluxo magnético radial.
Rotor externo.
Ímãs permanentes no rotor, segundo distribuição Halbach segmentada.
Sem escovas – comutador eletrônico.
Estator sem dentes.
Sem inclinação relativa entre bobinas e ímãs.
Uso de fios trançados (<i>Litz wire</i>).

A Figura 6.1 mostra a configuração completa do modelo com as configurações apresentadas nas tabelas 6.1 e 6.2. A Figura 6.2 apresenta a magnetização radial dos ímãs em torno do arranjo Halbach do rotor em função da coordenada ϕ para $\theta = 0$. Esta função foi definida pela Série de Fourier na equação 5.6.

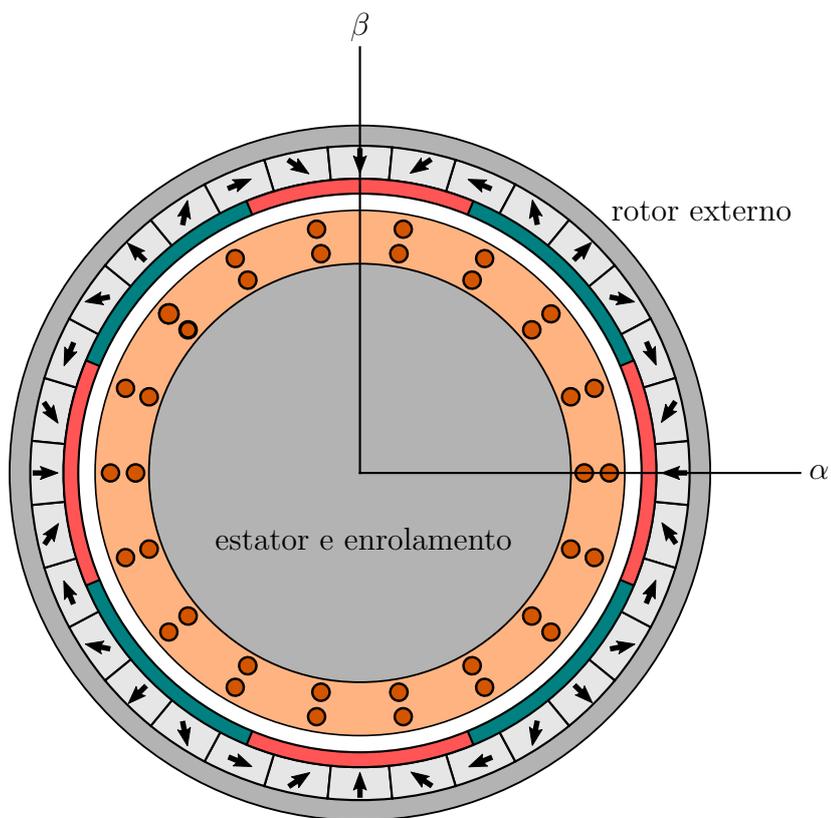


Figura 6.1 - Configuração do motor.

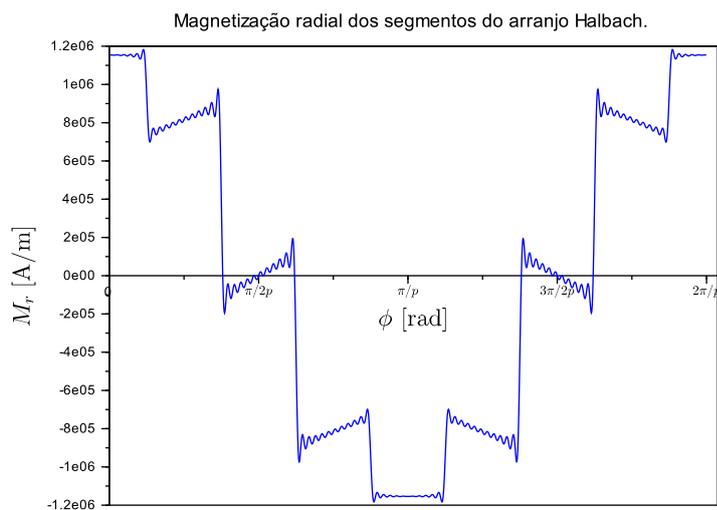


Figura 6.2 - Magnetização radial dos segmentos do arranjo Halbach.

Tabela 6.2 - Parâmetros para simulação.

Parâmetro	Valor	Unidade
Número de polos	8	
Número de pares de polos	$p = 4$	pares de polos
Número de ranhuras	$N_r = 18$	
Material dos ímãs	Neodimeo N52 - NdFeB	
Permeabilidade relativa dos ímãs	$\mu_r = 1,05$	
Remanência dos ímãs	$B_r = 1,45$	T
Segmentos por polo no arranjo Halbach	$l = 4$	
Comprimento axial útil do motor	$L_m = 60$	mm
Comprimento do entreferro no enrolamento (radial)	$g_w = 0.008$	m
Comprimento do entreferro (entre enrolamento e ímãs (radial))	$g = 0.001$	m
Comprimento do ímã (radial)	$g_m = 0.016$	m
Raio interno do enrolamento = raio externo do núcleo do estator	$r_{wi} = 0.040$	m
Raio externo do enrolamento	$r_{wo} = r_{wi} + g_w$	m
Raio médio do enrolamento	$r_{mw} = (r_{wi} + r_{wo})/2$	m
Raio interno dos ímãs	$r_{mi} = r_{wo} + g$	m
Raio externo dos ímãs	$r_{mo} = r_{mi} + g_m$	m
Raio externo do núcleo de ferro do rotor	$r_o = r_{mo}$	m
Ligação das fases	Estrela (Y)	
Ângulo de extensão das bobinas	$\Delta\varphi_b = 20$	°
Número de condutores por bobina	$N = 2$	
Número de bobinas do motor	$N_b = 18$	
Número de bobinas por fase	$N_{bpf} = 18/3$	
Posição de cada bobina	segundo tabela 4.2	

6.2 Campo Magnético do Rotor

Dois métodos podem ser usados para calcular o campo magnético em um motor elétrico: analítico ou Método dos Elementos Finitos (*Finite Element Analysis*, FEA). Equacionando o campo magnético podem ser analisadas as relações entre os parâmetros de projeto e os resultados de performance em operação. Esta é uma macro-perspectiva que pode guiar as escolhas de projeto, mas não é precisa como o método FEA. Por uma microperspectiva, o segundo método faz uso de pequenos elementos para calcular um resultado preciso sobre todo o campo magnético, incluindo franjas

de campo nos dentes do estator e fuga de campo nas fronteiras dos ímãs. Entretanto, é uma solução numérica e não apresenta as relações como o método analítico (HANSELMAN, 2006, pg. 29). Este trabalho estima o campo magnético para um motor elétrico de ímãs permanentes sem escovas (*Brushless Permanent Magnet Motor*) usando o método analítico. Este é o primeiro passo no projeto. Trabalhos futuros podem comparar os resultados com um estudo usando método FEA. A seguir são apresentadas as etapas da metodologia de cálculo para o projeto eletromagnético do motor.

- a) Desenvolver equação para o campo magnético gerado pelos ímãs permanentes;
- b) Calcular o fluxo concatenado a partir do campo magnético;
- c) Calcular a força contra-eletromotriz (Back-EMF) a partir do fluxo concatenado;
- d) Utilizar o modelo de coenergia para equacionar a conversão de energia magnética (Back-EMF) em torque;
- e) Calcular a relação entre torque e corrente (K_t);
- f) Calcular a relação entre velocidade angular e tensão (K_e).

6.3 Cálculo do fluxo concatenado a partir do campo magnético

O fluxo magnético que atravessa o enrolamento é dado pela integração da densidade de fluxo \vec{B} sobre a área de cada bobina. O fluxo concatenado λ_b por uma bobina b com início em φ_{b0} e final em φ_{b1} é então calculado aplicando os limites de integração no sistema $\alpha\beta$ iguais aos ângulos inicial e final da bobina, e multiplicado pelo número de condutores da mesma.

$$\lambda_b = N \int_{\varphi_{b0}}^{\varphi_{b1}} L r_{mw} B_r(\phi) d\varphi \quad (6.1)$$

Essa integração é feita tomando como referência o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ do estator. Para realizar essa integração é necessário transformar a variável ϕ , utilizada

na equação do campo produzido pelo rotor, em $\phi = \varphi - \theta$. Introduziu-se a variável θ na equação, esta passa a refletir a variação do fluxo concatenado por cada bobina em função da posição θ do rotor. O raio médio do enrolamento r_{mw} sobre o qual é feita a integração é constante, assim como o comprimento útil L , podendo ambos serem removidos do integrando.

$$\lambda_b(\theta) = N L r_{mw} \int_{\varphi_{b0}}^{\varphi_{b1}} B_r(\varphi - \theta) d\varphi \quad (6.2)$$

Desconsiderando os torques indesejados do primeiro e segundo termos da equação 3.5, calcula-se o torque produzido por uma bobina b a partir da interação entre o os campos do estator e rotor. A Lei de Indução de Faraday pode ser reescrita como um produto entre dois termos, onde a forma da curva do primeiro termo é independente do tempo, sendo função apenas da posição angular do eixo, enquanto o segundo termo é a velocidade angular do eixo. Com esta formulação, calcula-se a força contra-eletromotriz e_b produzida pelo movimento relativo entre rotor e estator que é induzida na armadura.

$$e_b = \frac{d\lambda_b}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\lambda_b}{d\theta} \omega \quad (6.3)$$

$$T_b \omega = i_b e_b \quad (6.4)$$

$$T_b = i_b \frac{d\lambda_b}{d\theta} \quad (6.5)$$

Nota-se que a velocidade angular do motor é cancelada na equação do torque, porém ela influencia o torque através da corrente i_b disponibilizada para a armadura. Utilizando o modelo de campo magnético da equação 5.8, e substituindo-o na equação 6.2, foi obtida a expressão para o fluxo concatenado por uma bobina λ_b em função da posição do eixo θ .

$$\lambda_b(\theta) = -N L r_{mw} \sum_n G_2 \left[\left(\frac{r}{r_{mi}} \right)^{np-1} + \left(\frac{r_{wi}}{r_{mi}} \right)^{np-1} \left(\frac{r_{wi}}{r} \right)^{np+1} \right] \frac{1}{np} \text{sen}(np(\varphi - \theta)) \Big|_{\varphi=\varphi_0}^{\varphi=\varphi_1}$$

$$\lambda_b(\theta) = -N L r_{mw} \sum_n \left\{ G_2 \left[\left(\frac{r}{r_{mi}} \right)^{np-1} + \left(\frac{r_{wi}}{r_{mi}} \right)^{np-1} \left(\frac{r_{wi}}{r} \right)^{np+1} \right] \cdot \frac{1}{np} \left[\text{sen}(np(\varphi_1 - \theta)) - \text{sen}(np(\varphi_0 - \theta)) \right] \right\} \quad (6.6)$$

Derivando 6.6 em relação a θ , foi calculada a taxa de variação do fluxo concatenado em relação a posição angular do eixo, necessária para a expressão da força contra-eletromotriz e do torque. A Figura 6.3 apresenta o modelo do motor com uma bobina (b1) da fase A. Na Figura 6.3(a) os sistemas de coordenadas do rotor e do estator estão alinhados, $\theta = 0$, e a bobina b1 concatena aproximadamente metade do fluxo radial no sentido para dentro e outra metade para fora, anulando a resultante do fluxo concatenado. Já na Figura 6.3(b) $\theta = 20^\circ$, e o fluxo que atravessa b1 é máximo.

$$\frac{d\lambda_b(\theta)}{d\theta} = -N L r_{mw} \sum_n \left\{ G_2 \left[\left(\frac{r}{r_{mi}} \right)^{np-1} + \left(\frac{r_{wi}}{r_{mi}} \right)^{np-1} \left(\frac{r_{wi}}{r} \right)^{np+1} \right] \cdot \left[\cos(np(\varphi_0 - \theta)) - \cos(np(\varphi_1 - \theta)) \right] \right\} \quad (6.7)$$

O modelo foi simulado usando o software SciLab versão 5-5-0 (SCILAB..., 2011). Todos os resultados das simulações apresentados nas figuras a seguir correspondem a um período magnético π/p [radM] equivalente a um par de polos. A Figura 6.4 mostra o gráfico da densidade de fluxo radial produzido pelos ímãs do arranjo Halbach no raio médio r_{mw} da região do entreferro onde situam-se as bobinas, para o rotor na posição $\theta = 0$.

O gráfico em 6.5 exhibe os resultados da simulação para a bobina 1 da fase A. Em 6.5(a) é representada a curva do fluxo concatenado para cada posição θ do rotor e em

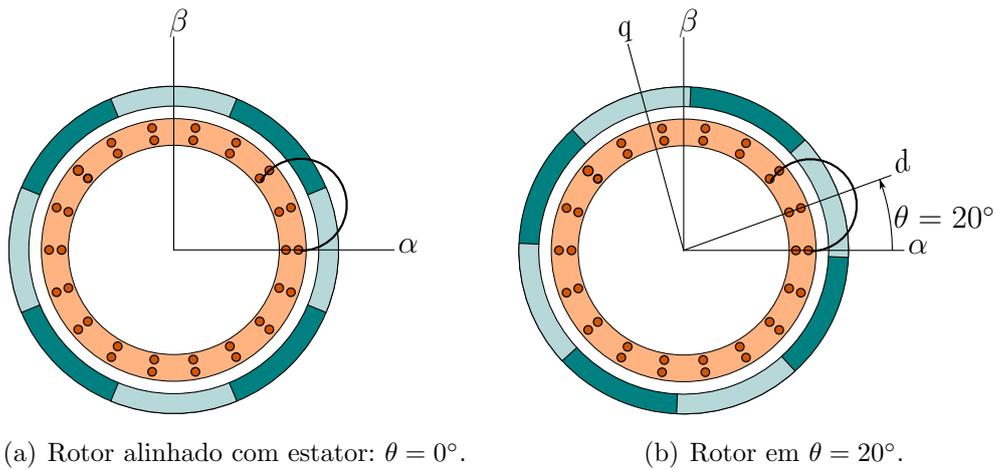


Figura 6.3 - Modelo do motor.

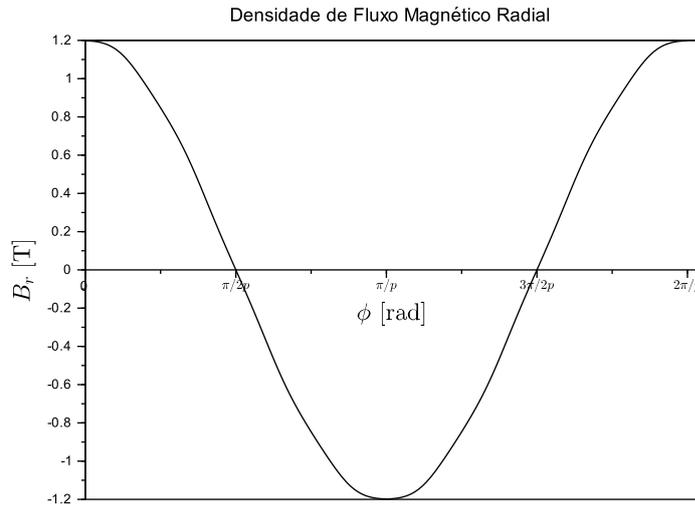
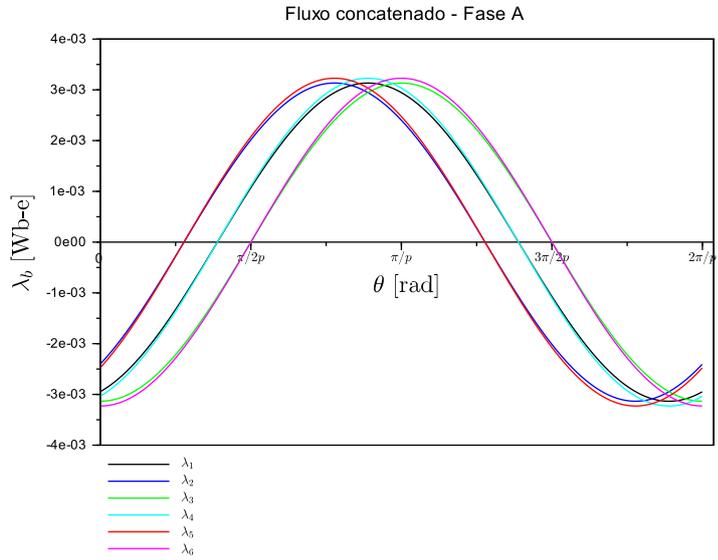


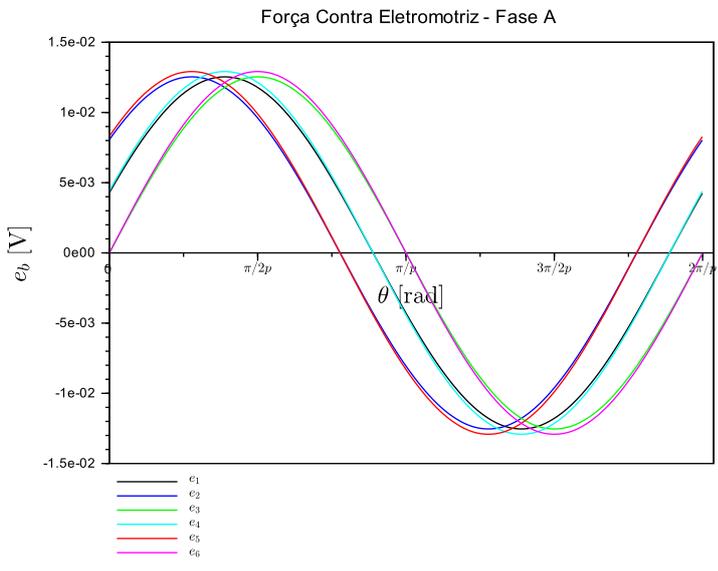
Figura 6.4 - Densidade de fluxo no entreferro para $\theta = 0^\circ$.

6.5(b) a respectiva força contra-eletromotriz. Nos gráficos da Figura 6.5 foi aplicado um fator de escala sobre as curvas das bobinas 4, 5 e 6 para visualizá-las, pois elas são iguais e portanto sobrepostas às curvas das bobinas 1, 2 e 3 respectivamente. A Figura 6.6 mostra a tensão aplicada sobre as bobinas da fase A para a operação do motor.

$$r_{mw} = \frac{r_{wi} + r_{wo}}{2} \quad (6.8)$$



(a) Fluxo concatenado.



(b) Força contra-eletromotriz.

Figura 6.5 - Curvas das bobinas da fase A.

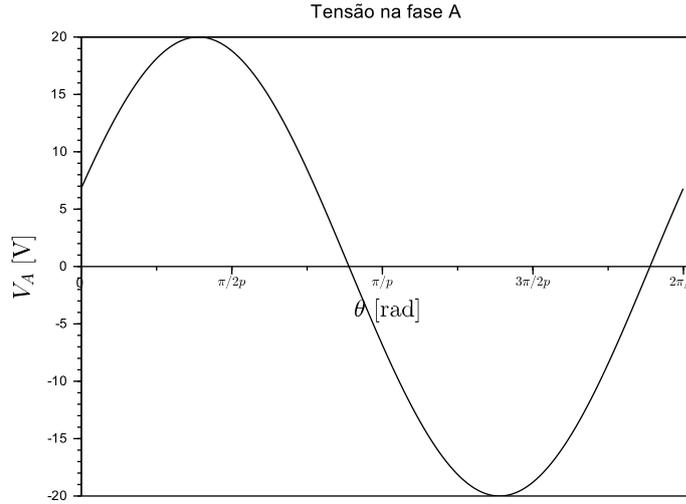


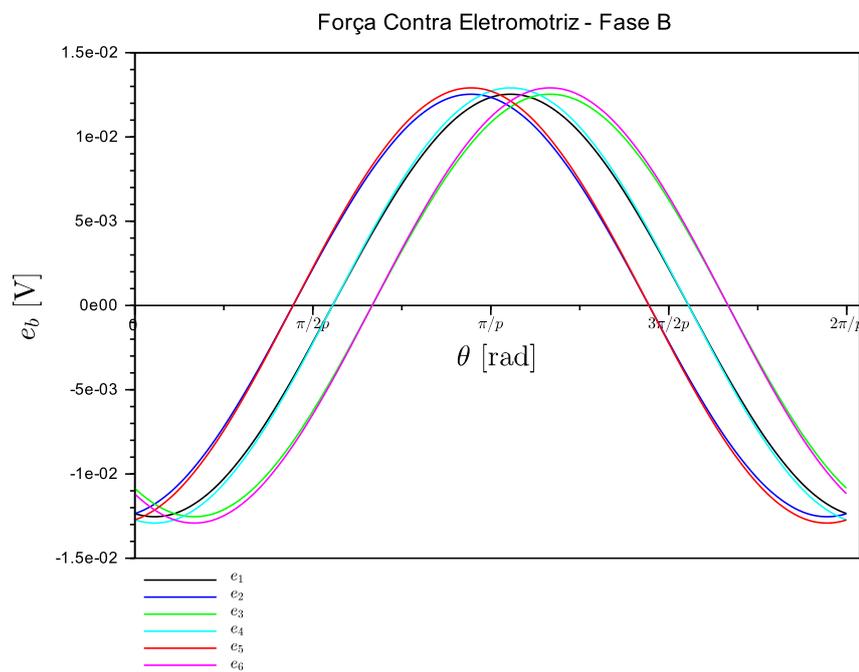
Figura 6.6 - Tensão da fase A.

Dado que $\theta = \omega t + \theta_0$, pode-se substituir θ em 6.6 e expressar a força contra-eletromotriz a partir da Lei de Faraday $e_b(t) = d\lambda_b/dt$ produzida por uma bobina. As curvas de força contra-eletromotriz das fases B e C estão esboçadas respectivamente nas figuras 6.7(a) e 6.7(b).

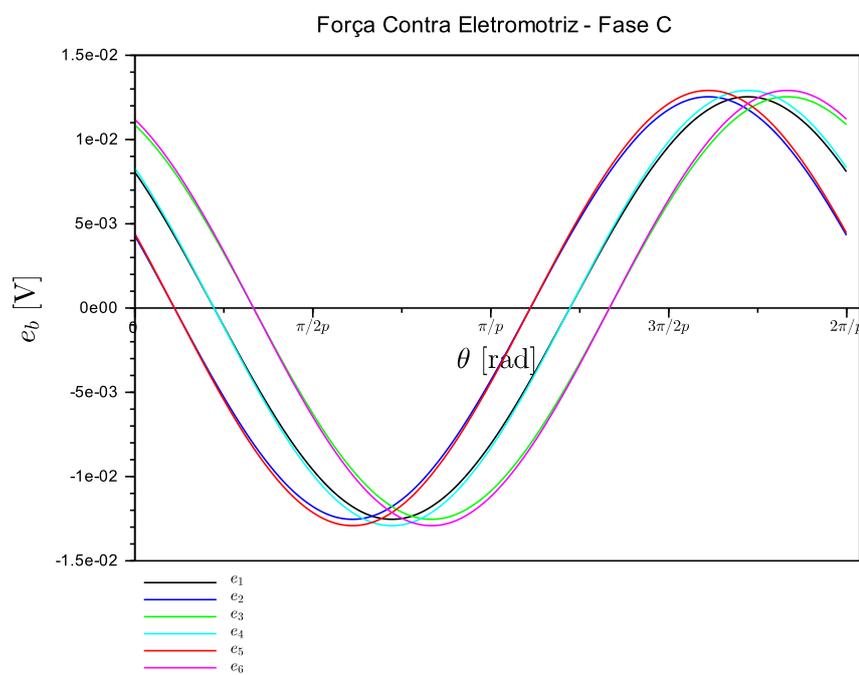
$$e_b = \frac{d\lambda_b}{dt} = -N L r_{mw} \sum_n \left\{ G_2 \left[\left(\frac{r}{r_{mi}} \right)^{np-1} + \left(\frac{r_{wi}}{r_{mi}} \right)^{np-1} \left(\frac{r_{wi}}{r} \right)^{np+1} \right] \cdot \frac{\omega}{np} \left[\text{sen}(np(\varphi_0 - \omega t - \theta_0)) - \text{sen}(np(\varphi_1 - \omega t - \theta_0)) \right] \right\} \quad (6.9)$$

Parte das linhas de fluxo magnético que vão de um polo ao próximo não atravessam nenhuma bobina, sendo assim desperdiçadas na produção de torque. Para verificar sua implicação em relação ao fluxo que efetivamente concatena as bobinas, integrou-se o fluxo B_θ sobre uma seção da região do entreferro compreendida entre a superfície interna dos ímãs e o raio externo da armadura S_g , conforme Figura 6.8. A fuga de fluxo Φ_f é portanto:

$$\Phi_f = \int_{S_g} B_\theta(r, \theta) L dr \quad (6.10)$$



(a) Força contra-eletromotriz da fase B.



(b) Força contra-eletromotriz da fase C.

Figura 6.7 - Curvas referentes as fases B e C.

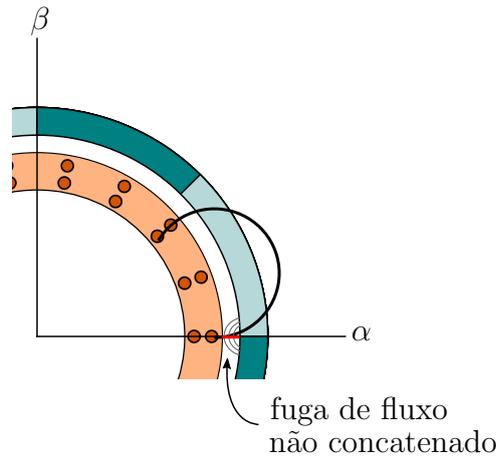


Figura 6.8 - Seção de fuga de fluxo.

$$\Phi_f = \sum_n \frac{L}{np} G_2 \operatorname{sen} \left(\frac{-n\pi}{2} \right) r_{mi} \left[1 + \left(\frac{r_{mi}}{r_{wi}} \right)^{2np} - 2 \left(\frac{r_{wi}}{r_{mi}} \right)^{np} \right] \quad (6.11)$$

Para os parâmetros propostos, foi calculado um fluxo perdido entre os polos de $1,987 \cdot 10^{-4}$ Wb, equivalente a 12% do fluxo total que atravessa uma bobina. Isso é esperado pois os polos são contínuos, fator proposto para reduzir a flutuação do torque de relutância. Para melhor aproveitar o fluxo disponibilizado pelos polos, pode ser reduzido o entreferro, tanto a distância entre o raio externo do enrolamento até o raio interno dos ímãs, como o tamanho radial ocupado pelas bobinas. O primeiro método depende de fatores de fabricação mecânica e dilatação dos materiais, enquanto a redução do volume das bobinas depende da seção dos condutores, número de condutores e isolamento utilizado.

Os parâmetros de projeto foram determinados de modo a reduzir as harmônicas do fluxo concatenado, aproximando-o de uma senoide. O resultado obtido está na Figura 6.9, onde a relação entre as duas maiores harmônicas foi menor que 0,7%. As harmônicas que não aparecem no gráfico são nulas, conforme o modelo da equação 5.6.

A tensão aplicada nos terminais de uma bobina b é a soma da força contraeletromotriz e a queda de tensão provocada pela resistência R dos condutores. Não foi considerado no estudo a reatância produzida pelas bobinas.

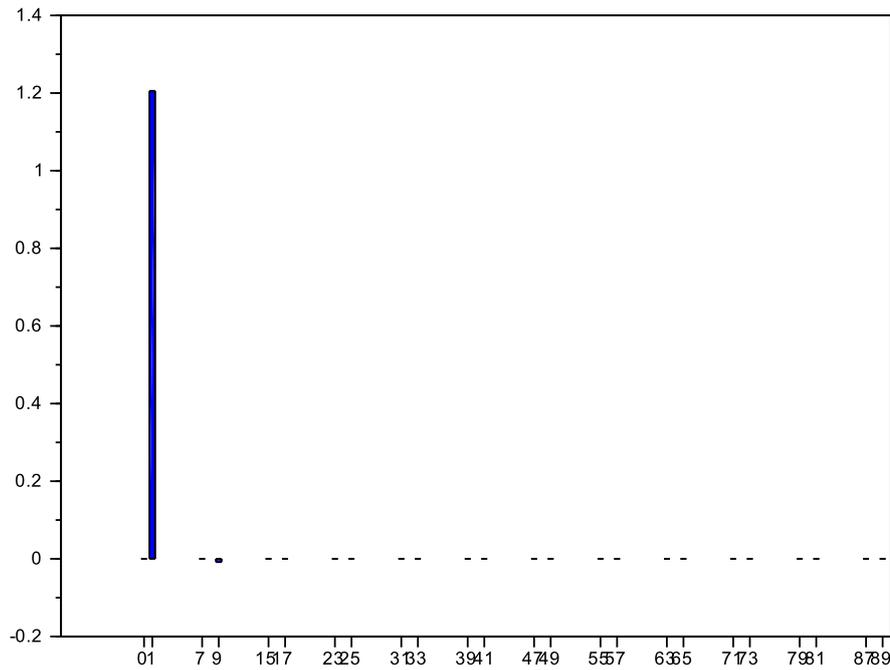


Figura 6.9 - Distribuição das harmônicas.

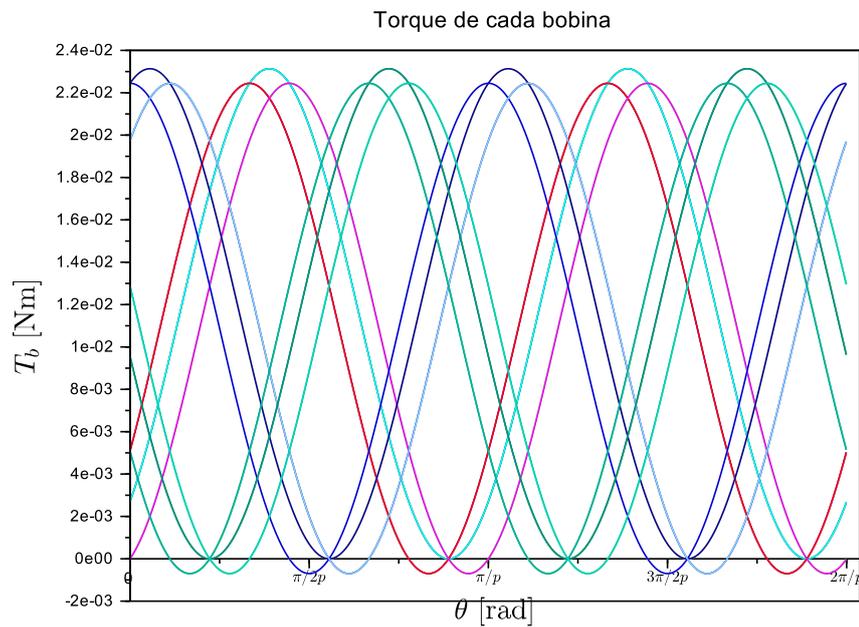
$$V_b = e_b + R i_b \quad (6.12)$$

Substituindo i_b de 6.12 e e_b de 6.3 em 6.4, o torque T_b produzido pela bobina b pode ser escrito em função da velocidade angular e da tensão aplicada nos terminais da bobina. Essa equação pode ser usada para modelagem do sistema de controle, onde a tensão V_b pode ser controlada para a obtenção do torque desejado. Aplicando-se uma tensão senoidal em fase com a força contra-eletromotriz, tem-se o torque máximo.

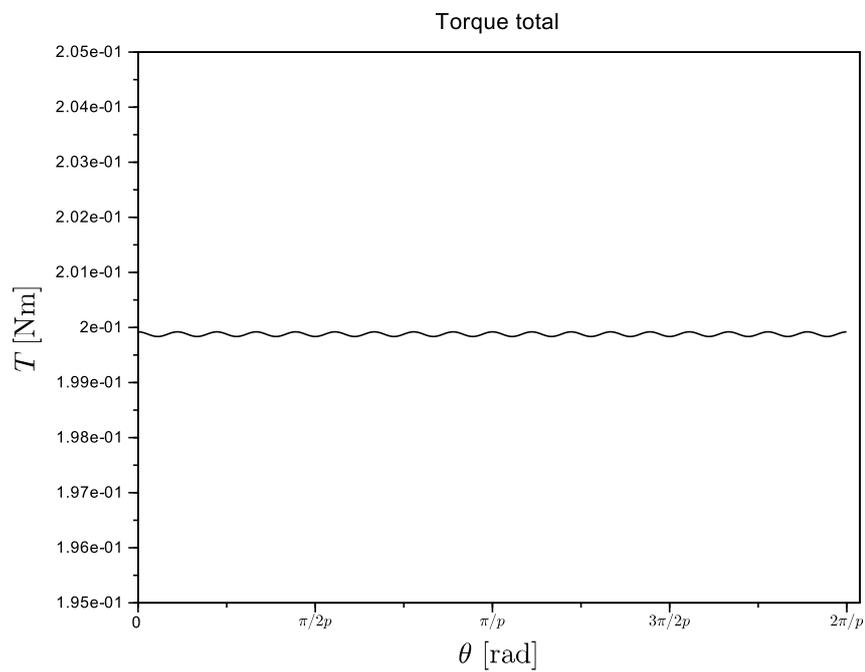
$$T_b = \frac{1}{R} \frac{d\lambda_b(\theta)}{d\theta} V_b(\theta) - \frac{\omega}{R} \left(\frac{d\lambda_b(\theta)}{d\theta} \right)^2 \quad (6.13)$$

$$V_b = V \cos(\theta + \theta_0); \quad (6.14)$$

Os resultados obtidos para o torque produzido por cada bobina são apresentados na Figura 6.10(a) enquanto o torque total do motor em função da posição angular θ está na Figura 6.10(b).



(a) Torque produzido por cada bobina nas três fases.



(b) Torque total produzido pelo motor em função da posição angular θ do rotor.

Figura 6.10 - Curvas de torque.

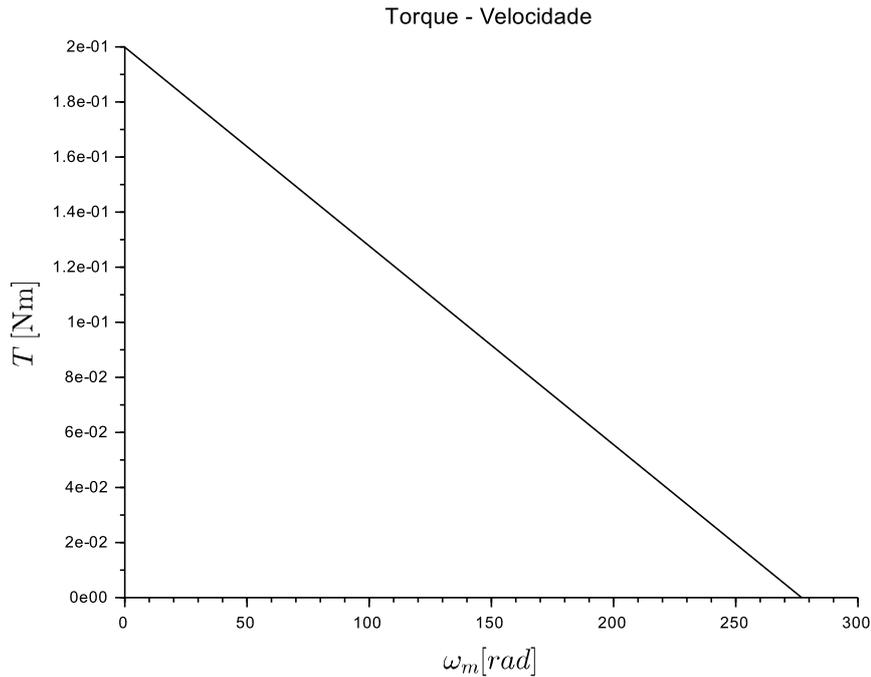


Figura 6.11 - Curvas de torque versus velocidade de rotação.

A oscilação do torque gerada pela interação entre as ondas de força contra-eletromotriz e as ondas de corrente alimentadas na armadura podem ser verificadas na Figura 6.10(b). Essa oscilação teve amplitude de apenas $8,49 \cdot 10^{-5}$ Nm, corresponde à 0,01% da média do torque total que foi de 0,2 Nm. A curva torque versus velocidade de rotação é mostrada na Figura 6.11. O torque máximo em velocidade zero com o rotor travado atingiu 0,2 Nm, e a velocidade máxima de operação sem carga foi de 276 rad/s, ou 2635 rpm.

O momento de inércia do rotor considerando apenas os ímãs é $8,041 \cdot 10^{-7}$ kgm². Com velocidade de 2.500 rpm o torque disponível é de 0,0115 Nm. O modelo prevê, sem a roda de reação, capacidade de armazenamento de momento angular de até $2,099 \cdot 10^{-4}$ Nms a 2.500 rpm. A roda de reação TELDIX RSI 01-5/28 tem capacidade de 0,12 Nms, mas já possui uma roda de inércia com momento de inércia total de $4 \cdot 10^{-4}$ kgm². Zhang et al. (2002) desenvolve uma roda com capacidade de armazenar 3,5 Nms, a uma velocidade de 15.000 rpm. Esta alta velocidade foi alcançada pela utilização de mancais especiais. O modelo simulado prevê oscilação de torque de apenas 0,07%, bastante menor que o valor de 7% em Souza (1986).

6.4 Verificação usando força de Lorentz

Como o motor proposto não possui dentes de material ferromagnético, os condutores do enrolamento ficam imersos no campo magnético produzido pelos ímãs permanentes. Assim, conforme 2.2, faz-se o cálculo do torque a partir da força de Lorentz para comparar os resultados com os da seção 6.3.

O modelo da força de Lorentz, equação 2.9, para uma carga elétrica q movendo-se com velocidade \vec{v} dentro de um campo magnético \vec{B} expressa a força \vec{F} [N] a partir da interação de q com o campo \vec{B} . Cargas elétricas q movendo-se com velocidade \vec{v} dentro dos condutores do enrolamento definem uma corrente elétrica i [A] com densidade J [A/m²]. O campo \vec{B} é produzido pelos ímãs permanentes do rotor, enquanto a corrente i_b será tratada individualmente em cada perna de bobina b .

O campo \vec{B} possui apenas duas componentes, radial B_r e tangencial B_θ . Já a corrente elétrica nas pernas das bobinas está sob a direção \hat{i}_z . Assim, as duas componentes da força produzida estão nas direções \hat{i}_θ e \hat{i}_r .

$$\vec{B} = B_r \hat{i}_r + B_\theta \hat{i}_\theta \quad (6.15)$$

$$\vec{F}_b = L (\vec{i} \times \vec{B}) = L (i_z B_r \hat{i}_\theta + i_z B_\theta \hat{i}_r) \quad (6.16)$$

A componente radial da força $i_z B_\theta \hat{i}_r$ não produz torque, e é desconsiderada no modelo. O somatório de todas as componentes de forças tangenciais e o torque produzido são respectivamente \vec{F} e \vec{T} . O raio utilizado para todas as pernas é o raio médio $r_{mw} = (r_{wi} + r_{wo})/2$ da região das bobinas.

$$\vec{F} = \sum \vec{F}_b \hat{i}_\theta = \sum L (i_z B_r) \hat{i}_\theta \quad (6.17)$$

$$\vec{T} = \vec{r}_{mw} \times \vec{F} = r_{mw} L \sum (i_z B_r) \hat{i}_z \quad (6.18)$$

O modelo de Força de Lorentz foi simulado computacionalmente para o mesmo motor da seção 6.3, com bobinamento segundo a tabela 4.2 e utilizando as características

e parâmetros das tabelas 6.1 e 6.2. O torque médio obtido utilizando o método da Força de Lorentz foi de 0,2 Nm, comprovando os resultados obtidos pelo fluxo concatenado.

Para operar em velocidade constante $\dot{\omega} = 0$, a tensão aplicada pelo controlador deve ser igual a força contra-eletromotriz produzida na velocidade de operação (HENDERSHOT; MILLER, 1994).

$$V_b = e_b = \omega \frac{d\lambda(\theta)}{dt} \quad (6.19)$$

As constantes de força contra-eletromotriz e torque são calculadas segundo a equação 3.12. A velocidade máxima ω_M é alcançada quando não há carga sobre o motor. Sua relação com a tensão aplicada nos terminais do motor é dada pela constante de força eletromotriz K_e . Para o modelo simulado foi calculado $K_e = 0.0759$ V/radM/s.

$$V_s = K_e \omega_M \quad (6.20)$$

A constante de torque relaciona a corrente que circula no enrolamento e o torque produzido. A simulação obteve como resultado $K_t = 0.0759$ Nm/A.

$$T = K_t i \quad (6.21)$$

7 CONCLUSÃO

Para a operação de um satélite no espaço são necessários componentes que atuem para manter a estabilidade ou realizar manobras. Dentre eles está a roda de reação, que para seu funcionamento exige um motor elétrico com características próprias para operação no espaço. Este trabalho objetivou o desenvolvimento eletromagnético de um modelo de motor elétrico para aplicação espacial em plataformas de controle de atitude de satélites. Foram apresentadas as várias teorias envolvidas neste tipo de projeto e os requisitos para aplicação espacial, a partir dos quais se determinou um conjunto de parâmetros e configurações para o motor.

Foi desenvolvido um primeiro modelo analítico e calculadas as principais características operacionais do motor, com escopo na produção de torque e nas interações eletromagnéticas do enrolamento no estator e dos ímãs no rotor. Dois algoritmos para bobinamento foram discutidos e um deles usado para criar a configuração das bobinas. Para alcançar um torque suave e obter boa eficiência, foi proposto e modelado um rotor com segmentos de ímãs dispostos em um arranjo Halbach. Foram apresentados os resultados obtidos com a simulação computacional do modelo, entre eles as curvas de força contra-eletromotriz na forma senoidal, a relação entre fuga de campo concatenado entre os polos magnéticos, a curva característica de velocidade angular e torque, as ondulações no torque produzido pelo motor e sua magnitude em relação ao torque médio útil. Ainda como contribuição ficam as várias sugestões verificadas durante os estudos para futuras pesquisas que podem acrescentar melhorias ao modelo, como estudo aprofundado de perdas, materiais, interações térmicas e integração com sistemas de controle.

Para usar o estator sem dentes e reduzir perdas, as bobinas podem ser feitas com fio trançado. O estator sem núcleo pode ser avaliado como alternativa para reduzir massa da roda. Ao mesmo tempo, podem ser analisadas as influências dos núcleos tanto do estator como do rotor para a blindagem dos campos elétricos e magnéticos, podendo ambos serem importantes para evitar interferências em outros componentes eletrônicos, tanto da própria roda de reação como externos a ela.

[Holm \(2003\)](#) elabora modelos para cálculo das dissipações de energia que ocorrem em um motor PM através do método de Poynting. Esse procedimento é bastante completo para analisar diversas interações entre campos elétricos, magnéticos e perdas.

Em relação à configuração dos ímãs do rotor, podem ser estudadas outras geometrias e métodos de fabricação dos segmentos do arranjo Halbach. A matriz Halbach pode ser construída com segmentos triangulares. Pode-se fazer uma comparação com a geometria radial para identificar como se comporta o fluxo magnético na fronteira entre os ímãs e o fluxo na parte externa do cilindro, onde não deve haver campo.

Para aumentar a capacidade de uma roda de reação pode-se usar de duas estratégias: aumentar o torque e a inércia da roda; ou projetá-la para velocidades maiores. A primeira estratégia implica no aumento da massa e das perdas eletromagnéticas nos materiais do motor, enquanto a segunda alternativa exige maior comprometimento dos sistemas térmicos e de mancais. Devem ser realizadas pesquisas para traçar um equilíbrio entre inércia e velocidade viabilizando um aumento da capacidade de armazenagem de momento angular.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ARKADAN, A. A.; VYAS, R.; VAIDYA, J. G.; SHAH, M. J. Effect of toothless stator design and core and stator conductors eddy current losses in permanent magnet generators. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 7, n. 1, p. 231–237, 1992. 52
- BERNARD, N.; AHMED, H. B.; MULTON, B. Axial-field synchronous machine with homopolar flux in the airgap for a flywheel accumulator. In: CONFERENCE RECORD OF THE 2002 INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 37., 2002, Pittsburgh, Pennsylvania. **Proceedings...** Pittsburgh: IEEE, 2002. v. 2, p. 1258–1265. 17
- CARRARA, V.; SIQUEIRA, R.; OLIVEIRA, D. Speed and current mode strategy comparison in satellite attitude control with reaction wheels. In: BRAZILIAN CONGRESS OF MECHANICAL ENGINEERING, 21., 2011, Natal. **Proceedings...** Natal, RN, Brazil: COBEM'11, 2011. v. 21. 17
- CHAPMAN, S. **Electric machinery fundamentals**. 4. ed. New York: McGraw-Hill, 2005. 5
- CHOU, M.-C.; LIAW, C.-M.; CHIEN, S.-B.; SHIEH, F.-H.; TSAI, J.-R.; CHANG, H.-C. Development and control for a reaction wheel system driven by permanent magnet synchronous motor. In: POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE, 13., 2008, Poznan. **Proceedings...** Poznan, Poland: IEEE, 2008. p. 1652–1659. 17
- DODDS, S. J.; VITTEK, J. Spacecraft attitude control using an induction motor actuated reaction wheel with sensorless forced dynamic drive. In: IEE COLLOQUIUM ON ALL ELECTRIC AIRCRAFT (DIGEST NO. 1998/260), 1998, London. **Proceedings...** London: IET, 1998. p. 9/1 – 9/7. 2, 17
- FERNANDES, D. C. **Estudo da técnica de modulação por espaço vetorial para comutação de motores sem escovas aplicados a rotores de inércia**. 131 p. Dissertação (Mestrado) — Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 2014-05-27 2014. Disponível em: <<http://urlib.net/sid.inpe.br/mtc-m21b/2014/12.09.13.21>>. Acesso em: 24 jul. 2015. 49

- FIGUEIREDO, D. G. **Análise de Fourier e equações diferenciais parciais**. Rio de Janeiro: Instituto de Matemática Pura e Aplicada, 1977. 77
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR, C.; UMANS, S. D. **Máquinas elétricas: com introdução à eletrônica de potência**. 6. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006. 20, 21
- GIERAS, J. F. **Permanent magnet motor technology: design and applications**. [S.l.]: CRC press, 2002. 5, 24
- GRANVILLE, W. A.; SMITH, P. F.; LONGLEY, W. R. **Elementos de cálculo diferencial e integral**. Rio de Janeiro: Editora Científica, 1961. 77
- HALBACH, K. Design of permanent multipole magnets with oriented rare earth cobalt material. **Nuclear instruments and methods**, Elsevier, v. 169, n. 1, p. 1–10, 1980. 40, 41, 52
- HAMEYER, K.; BELMANS, R. **Numerical modeling and design of electrical machines and devices**. UK: WITPress, 1999. 8
- HANSELMAN, D. C. **Brushless permanent magnet motor design**. 2. ed. [S.l.]: Magna Physics Publishing, 2006. xi, 5, 6, 8, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 28, 30, 31, 32, 33, 35, 36, 48, 51, 55
- HAYT, W. H.; BUCK, J. A. **Engineering electromagnetics**. 6. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2001. 9, 10
- HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. E. **Design of brushless permanent-magnet motors**. [S.l.]: Magna Physics Pub., 1994. xi, 11, 16, 29, 31, 32, 33, 34, 35, 39, 40, 67
- HOLM, S. R. **Modelling and optimization of a permanent-magnet machine in a flywheel**. Holanda: TU Delft, Delft University of Technology, 2003. 34, 51, 69
- HUGHES, P. C. **Spacecraft attitude dynamics**. Mineola, New York: Dover Publications, 2012. 1, 2
- JULIANI, A. D.; GONZAGA, D. P.; MONTEIRO, J. R. B.; AGUIAR, M. L.; OLIVEIRA, A. Magnetic field analysis of a brushless DC motor comparing ferrite and NdFeB magnets on rotor. In: CONFERENCE ON INDUSTRIAL

- ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2., 2007, Harbin. **Proceedings...**
Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007. p. 260–264. ISBN 1-4244-0737-0. 39
- K&J MAGNETICS INC. **Neodymium Magnet Physical Properties**. 2015.
Disponível em: <<https://www.kjmagnetics.com/specs.asp>>. 39, 40
- MAGNETIC MATERIALS PRODUCERS ASSOCIATION (MMPA). **Standard specifications for permanent magnet materials (MMPA-0100-00)**.
Chicago, Illinois: MMPA, 2000. 39, 40
- MONTEIRO, J. R. B.; OLIVEIRA, A.; AGUIAR, M.; SANAGIOTTI, E.
Electromagnetic torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines. **European Transactions on Electrical Power**, Wiley Online Library, v. 22, n. 5, p. 627–644, 2012. 17
- MURUGESAN, S. An overview of electric motors for space applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation**, IEEE, IECI-28, n. 4, November 1981. 3, 5, 7, 13, 16, 17
- PATTERSON, D.; SPÉE, R. The design and development of an axial flux permanent magnet brushless dc motor for wheel drive in a solar powered vehicle. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 31, n. 5, September/October 1995. 17, 47
- PERRINE, R. C. **Design handbook for PM motors and tachometers: electrical and magnetic design**. [S.l.]: Magna Physics Publishing, 2000. 12
- PISKUNOV, N. S. **Cálculo diferencial e integral**. 3. ed. URSS: Mir, 1977. 77
- PRAVEEN, R.; RAVICHANDRAN, M.; ACHARI, V. S.; RAJ, V. J.; MADHU, G.; BINDU, G. Design and analysis of zero cogging brushless dc motor for spacecraft applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING/ELECTRONICS COMPUTER TELECOMMUNICATIONS AND INFORMATION TECHNOLOGY, 2010, Chaing Mai. **Proceedings...** [S.l.]: IEEE, 2010. p. 254–258. ISBN 978-1-4244-5606-2. 17
- QU, R.; LIPO, T. A. Dual-rotor, radial-flux, toroidally wound, permanent-magnet machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 39, n. 6, November/December 2003. 46

RUWER, S. G.; RICCI, M. C. Empirical analysis of a new winding end turn cross section for electric motors. In: CONFERÊNCIA BRASILEIRA DE DINÂMICA, CONTROLE E APLICAÇÕES, 10., 2011, Águas de Lindóia. **Proceedings...** Águas de Lindóia, SP: SBMAC, 2011. v. 1, p. 293–295. 48, 49

SCILAB 5.5.0. Versailles, France: Scilab Enterprises, 2011. Disponível em: <www.scilab.org>. 52, 57

SHARIFIAN, M. B. B.; FEYZI, M. R.; FARROKHIFAR, M.; SHAARBAFI, K.; MOHAMMADI, R. Slot fringing effect on the magnetic characteristics of electrical machines. **Journal of Electrical Engineering**, IEEE, v. 60, n. 1, 2009. 48

SHI, T.; QIAO, Z.; XIA, C.; LI, H.; SONG, Z. Modeling, analyzing, and parameter design of the magnetic field of a segmented halbach cylinder. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 48, n. 5, p. 1890–1898, 2012. 42, 43, 44

SITAPATI, K.; KRISHNAN, R. Performance comparisons of radial and axial field, permanent magnet, brushless machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 37, n. 5, September/October 2001. 47

SOUZA, P. N. **Análise, projeto, construção e testes de um modelo de roda de reação para aplicações espaciais**. 178 p. Dissertação (Mestrado) — Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), São José dos Campos, 1986-08-13 1986. Disponível em: <<http://urlib.net/sid.inpe.br/iris@1905/2005/07.27.04.15>>. Acesso em: 09 jul. 2015. 46, 65

SPIEGEL, M. R. **Análise de Fourier**. São Paulo: McGraw-Hill, 1976. 77

STEWART, J. **Cálculo**. 5. ed. São Paulo: Thomson Learning, 2007. 77

STUDER, P. A. Development of a sealed brushless dc motor. National Aeronautics and Space Administration, Washington, v. 2819, 1965. 16

TELDIX. **Reaction Wheel TELDIX RSI 01-5/28**. [S.l.], Nov. 2003. 46, 47

WERTZ, J. R. **Spacecraft attitude determination and control**. Holanda: Kluwer Academic, 1978. 1, 2, 3

ZHANG, Y.; POSTREKHIN, Y.; MA, K. B.; CHU, W.-K. Reaction wheel with hts bearings for mini-satellite attitude control. **Superconductor Science and Technology**, IOP Publishing, v. 15, n. 5, p. 823, 2002. 47, 65

ZHOU, J.; TSENG, K. A disk-type bearingless motor for use as satellite momentum-reaction wheel. In: ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. PESC 02., 33., 2002, Cairns, Qld. **Proceedings...** Cairns, Qld: IEEE, 2002. v. 4, p. 1971–1975. 17

ZHU, Z.; HOWE, D. Analytical prediction of the cogging torque in radial-field permanent magnet brushless motors. **IEEE Transactions on Magnetics**, IEEE, v. 28, n. 2, p. 1371–1374, 1992. 49

APÊNDICE A - SÉRIE DE FOURIER

A modelagem de máquinas elétricas baseia-se em diversas funções periódicas e a aplicação de séries de Fourier se faz útil para essas análises. Uma função é dita periódica, com período P se, para todo x , $f(x + P) = f(x)$, P constante e positivo (SPIEGEL, 1976).

Séries são somas de termos de uma sequência $\{a_n\}_{n=1}^{\infty}$ e pode ser denotada em A.1 (GRANVILLE et al., 1961; STEWART, 2007).

$$\sum_{n=1}^{\infty} a_n \quad \text{ou} \quad \sum a_n \quad (\text{A.1})$$

A série A.2 é dita série trigonométrica. Os valores a_0 , a_n e b_n são os coeficientes da série trigonométrica. Se a série A.2 converge, então sua soma é uma função periódica (PISKUNOV, 1977).

$$a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(nx) + b_n \sin(nx) \quad (\text{A.2})$$

Uma função $f(x)$ periódica com período $2L$ pode ser aproximada pela série trigonométrica A.3.

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) + b_n \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \right) \quad (\text{A.3})$$

Para isso os coeficientes da série são calculados através de A.4 e A.5 e a série é chamada Série de Fourier (FIGUEIREDO, 1977; SPIEGEL, 1976).

$$a_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \quad n \geq 0 \quad (\text{A.4})$$

$$b_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \quad n \geq 0 \quad (\text{A.5})$$