

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**EVANDRO CLAITON GOLTZ**

**ESTUDO DA MÁQUINA ELÉTRICA DE FLUXO AXIAL  
COM DUPLO ROTOR E ARMADURA SEGMENTADA**

Porto Alegre

2021

**EVANDRO CLAITON GOLTZ**

**ESTUDO DA MÁQUINA ELÉTRICA DE FLUXO AXIAL  
COM DUPLO ROTOR E ARMADURA SEGMENTADA**

Tese de doutorado  
apresentada ao Programa de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica, da Universidade  
Federal do Rio Grande do Sul, como parte  
dos requisitos para a obtenção do título de  
Doutor em Engenharia Elétrica.  
Área de concentração: Energia –  
Dispositivos Eletromagnéticos.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert

Porto Alegre

2021

EVANDRO CLAITON GOLTZ

# **ESTUDO DA MÁQUINA ELÉTRICA DE FLUXO AXIAL COM DUPLO ROTOR E ARMADURA SEGMENTADA**

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert, UFRGS

Doutor pela UFRGS, Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu, USP

Doutor pela Universidade de São Paulo – São Paulo, Brasil

Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira, UFSM

Doutor pela Universidade Federal de Santa Maria – Santa Maria, Brasil

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS

Doutor pela Cardiff University – Cardiff, País de Gales, GB

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Sérgio Haffner

Porto Alegre, janeiro de 2021.

## DEDICATÓRIA

À natureza da inquietude humana frente ao conhecido, “y *además*” ao ainda desconhecido.

À minha mãe Tereza e ao meu pai Alberto “*in memoriam*”. Aos meus irmãos Alberto e Cândice. Ao amigo Dagoberto “*in memoriam*”.

À minha prenda Cristiane e os meus filhos Pedro, Luís e Isabela.

## **AGRADECIMENTOS**

À minha família pelo suporte incondicional nesta longa jornada acadêmica.

A todas as pessoas que contribuíram ao desenvolvimento desta tese.

À KREMPEL BRASIL pelo fornecimento das amostras do material denominado comercialmente por DMK 65<sup>®</sup>, produzido pela empresa.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pelas oportunidades em qualificação acadêmica na minha área de pesquisa científica.

Ao professor Luís Alberto Pereira pelas contribuições ao trabalho e pela doação dos ímãs permanentes utilizados no protótipo.

Aos professores Ivan, Ály e Rodrigo, que compuseram a banca para a defesa, pelo profissionalismo e dedicação na avaliação desta tese.

Ao amigo e professor orientador Dr. Paulo Roberto Eckert pela dedicação profissional e amizade incondicional, que mesmo nos momentos mais difíceis para ambos se transmutou em respeito mútuo e proporcionou a realização desta tese da melhor maneira possível.

## RESUMO

Este trabalho descreve o estudo da máquina elétrica rotativa de fluxo axial no entreferro, com duplo rotor e armadura segmentada (YASA – *Yokeless and Segmented Armature*). O objetivo geral do trabalho é a pesquisa científica com vistas ao aumento da densidade de conjugado pela influência do número de fases, da circulação de harmônicas de corrente, das geometrias nas seções transversais da armadura e do rotor e da utilização de material laminado de grão orientado na armadura. Estes aspectos de projeto contribuem para a elevação da densidade de conjugado, além de possibilitarem o aumento do rendimento e da tolerância a falhas. No que diz respeito à influência do número de fases, este trabalho propõe, de forma inovadora, o projeto de uma máquina elétrica com a possibilidade de conexão dos enrolamentos formando 3, 5 ou 15 fases, permitindo a avaliação do seu desempenho nestes sistemas elétricos. No tocante à circulação de harmônicas de corrente, desenvolveu-se uma formulação para a injeção da terceira ordem harmônica de corrente com amplitude da forma de onda da composição harmônica invariante em relação a apenas a ordem fundamental, visando aumentar o conjugado sem desmagnetizar os ímãs permanentes em quadratura. Com relação às geometrias das seções transversais na armadura e no rotor, foram desenvolvidos modelos geométricos parametrizados com seções transversais setorial e trapezoidal, com as áreas dos elementos ativos da máquina invariantes. Por fim, em relação à utilização de materiais de grão orientado, foi realizada uma avaliação comparativa entre o HGO (*Highly Grain-Oriented*), incluindo nos modelos numéricos a modelagem da anisotropia, e o NGO (*Non-Grain-Oriented*), considerado isotrópico. Adicionalmente, foi elaborada uma dedução das equações de dimensionamento analítico para as máquinas de fluxo axial incluindo as três grandezas utilizadas para a descrição do carregamento elétrico (densidade superficial de corrente, densidade linear de corrente e corrente) avaliadas em um raio ativo qualquer no entreferro. Através dos modelos numéricos tridimensionais parametrizados, considerando os quatro aspectos de projeto estudados, a análise comparativa na produção de conjugado eletromagnético e das figuras de mérito associadas à máquina YASA resulta no incremento da densidade de conjugado máximo em 31,79 %. Um protótipo projetado e construído especificamente para a análise e a validação experimental, com seção transversal trapezoidal e HGO na armadura, permitiu verificar o incremento de 21,16 % na densidade de conjugado abordando o número de fases e a injeção da 3ª ordem harmônica de corrente. Por fim, é importante mencionar o valor, obtido numericamente, para a máxima densidade de conjugado, limitado à desmagnetização parcial dos ímãs permanentes, em aproximadamente 100 [kNm/m³]. Este aspecto é de grande interesse para as aplicações emergentes que requerem necessariamente a maximização desta figura de mérito, em especial para as aplicações com atuação direta.

**Palavras-chave:** Armadura segmentada polifásica, atuação direta, duplo rotor, enrolamentos concentrados, fluxo axial, ímãs permanentes, laminação de grão orientado, máquinas elétricas.

## ABSTRACT

This work describes the study of the rotary electric machine with axial flux in the air gap, with double rotor and segmented armature (YASA - Yokeless and Segmented Armature). The general objective of the work is scientific research with the intent to increase torque density by the influence of the number of phases, the circulation of current harmonics, the geometries in the cross sections of the armature and the rotor and the use of grain-oriented laminated material in the armature. These design aspects contribute to the increase in torque density, in addition to enabling the increase in efficiency and fault tolerance. Regarding the influence of the number of phases, this work proposes, in an innovative way, the design of an electric machine with the possibility of connecting the windings forming 3, 5 or 15 phases, allowing the evaluation of their performance in these electrical systems. Regarding the circulation of current harmonics, a formulation was developed for the injection of the third harmonic current maintaining the same amplitude of the fundamental component, aiming to increase the torque without demagnetizing the permanent magnets in quadrature. Regarding the geometries of the cross sections in the armature and the rotor, parameterized geometric models with sectorial and trapezoidal cross sections were developed, with constant areas of the active elements of the machine. Finally, in relation to the use of grain-oriented materials, a comparative evaluation between HGO (Highly Grain-Oriented), considering its magnetic anisotropy in the numerical models, and NGO (Non-Grain-Oriented), considered isotropic, was realized. Additionally, a deduction of the analytical sizing equations for axial flux machines was elaborated, including the three quantities used for the description of electrical loading (surface current density, linear current density and current) evaluated in any active radius in the air gap. Through the parameterized three-dimensional numerical models, considering the four design aspects studied, the comparative analysis in the production of electromagnetic torque and the figures of merit associated with the YASA machine resulted in an increase of the maximum torque density by 31.79%. A prototype designed and built specifically for the analysis and experimental validation, with trapezoidal cross section and HGO in the armature, allowed to verify the increase of 21.16% in the torque density, addressing the number of phases and the injection of the third harmonic current. Finally, it is important to mention the value, obtained numerically, for the maximum torque density, limited to the partial demagnetization of permanent magnets, in approximately 100 [kNm/m<sup>3</sup>]. This aspect is of great interest for emerging applications that necessarily require the maximization of this figure of merit, especially for direct drive applications.

**Keywords:** axial flux, concentrated windings, direct coupling, double rotor, electrical machines, grain oriented lamination, permanent magnets, polyphase segmented armature.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Topologia YASA de fluxo axial.....	31
Figura 2 - Topologias de fluxo axial: (a) NS Torus e (b) NN Torus.....	31
Figura 3 – Duas topologias para as máquinas elétricas de fluxo axial com duplo rotor: (a) NN Torus e (b) YASA. ....	32
Figura 4 – Armadura ferromagnética toroidal sem ranhuras, com 18 enrolamentos e 6 polos, da máquina Torus de fluxo axial.....	34
Figura 5 – Conjugado eletromagnético de pico em função do número de fases $m$ . ....	37
Figura 6 – Diagrama fasorial da ordem harmônica fundamental da FEM para uma fase com $Q_A/2p = 15/16$ . ....	43
Figura 7 – Limite inferior do fator de distribuição pela ordem harmônica fundamental em função de $m$ . ....	44
Figura 8 - Comparação entre enrolamentos concentrados de camada simples e dupla com $Qa = 6$ , $m = 3$ , $p = 2$ , $q = 1/2$ . ....	47
Figura 9 – Arranjo dos enrolamentos para uma fase em uma máquina com 12 ranhuras e 10 polos: (a) em dupla camada e (b) otimização com 4 camadas. ....	47
Figura 10 – Formas de onda da FMM para uma máquina com 12 ranhuras e 10 polos, com a fase U no valor de pico da corrente.....	48
Figura 11 – Origem do conjugado de relutância. ....	52
Figura 12 – Curvas de magnetização para o M125-27 a 50 [Hz].....	56
Figura 13 – Curvas de perda magnética específica para o M125-27 a 50 [Hz]. ....	57
Figura 14 – Empilhamentos laminados para os segmentos da armadura. ....	59
Figura 15 - Diagrama fasorial trifásico para a conexão combinada estrela-triângulo para uma máquina com número facionário de ranhuras/polos no estator/rotor igual a 15/16. ....	61
Figura 16 - Imagem termográfica de uma máquina YASA de fluxo axial com potência de 4 [kW]. ....	62
Figura 17 - Estresse mecânico e deformação nos rotores.....	64
Figura 18 - Perdas por correntes parasitas induzidas no volume dos ímãs permanentes. ....	65
Figura 19 – Curvas de conjugado e potência para o modelo P400 S. ....	67
Figura 20 - Rendimento combinado em modo motor com o acionamento elétrico. ....	67
Figura 21 – Conjugado e conjugado específico em função de $k_r$ .....	81
Figura 22 – Valor em módulo do fator de enrolamento para $m=1, 3, 5$ e 15 fases das máquinas base com $Q_a=15$ e $2p=14$ ou 16.....	85
Figura 23 – Identificação dos segmentos e enrolamentos da armadura na máquina base $Q_a/2p=15/16$ .....	86
Figura 24 – Diagrama fasorial da harmônica fundamental da tensão induzida nos enrolamentos e a composição dos grupos de fase da máquina base para $m=15$ , $Q_a/2p=15/16$ .....	87
Figura 25 – Diagrama fasorial da harmônica fundamental da tensão induzida nos enrolamentos e a composição dos grupos de fase da máquina base para $m=5$ , $Q_a/2p=15/16$ .....	88
Figura 26 – Diagrama fasorial pela harmônica fundamental da tensão induzida nos enrolamentos e a composição dos grupos de fase da máquina base para $m=3$ , $Q_a/2p=15/16$ .....	89
Figura 27 – Fluxograma do projeto multifásico. ....	94



Figura 28 – Formas de onda em 1 semiciclo das correntes $i_{a1}(\theta_e)$ e a composição harmônica $i_{a1+3}(\theta_e)$ .	97
Figura 29 – Geometrias setorial e trapezoidal.	102
Figura 30 – Máquina setorial em 3D.	104
Figura 31 – Máquina trapezoidal em 3D.	105
Figura 32 – Caracterização magnética do material N40-SH.	107
Figura 33 – Comparativo das curvas de caracterização magnética dos materiais ferromagnéticos macios HGO e NGO.	108
Figura 34 – Modelo da máquina setorial.	124
Figura 35 – Modelo da máquina trapezoidal.	124
Figura 36 – Seção transversal da armadura da máquina setorial.	125
Figura 37 – Seção transversal da armadura da máquina trapezoidal.	125
Figura 38 – Densidade de fluxo na direção axial em uma linha no raio mediano do entreferro médio da máquina trapezoidal com o HGO e corrente nula na armadura.	129
Figura 39 – $B_{zgA}$ com o HGO na armadura do modelo trapezoidal, $FMM=1730$ [A], $i_{a1}$ , $\theta_e = 0$ , com $m=3, 5$ e $15$ fases e os ímãs permanentes desmagnetizados. ...	131
Figura 40 – $B_{zgA}$ com o HGO na armadura do modelo trapezoidal, $FMM=1730$ [A], $i_{a1+3}$ , $\theta_e = 0$ com $m=3, 5$ e $15$ fases e os ímãs permanentes desmagnetizados. ....	131
Figura 41 – $B_{zgA}$ com o HGO na armadura da máquina trapezoidal: com $FMM=1730$ [A], $m=15$ , $i_{a1+3}$ , $\theta_e = 0$ , e os ímãs permanentes desmagnetizados; $B_{zgM}$ com corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados. ....	132
Figura 42 – Magnitude da densidade de fluxo magnético na seção dos segmentos da armadura no raio mediano com $FMM=0$ [A].	134
Figura 43 – Magnitude da densidade de fluxo magnético na seção dos segmentos da armadura no raio mediano com $FMM=1730$ [A], $m=15$ e $i_{a1}$ .	134
Figura 44 – Magnitude da densidade de fluxo magnético na seção dos segmentos da armadura no raio mediano com $FMM=1730$ [A], $m=15$ e $i_{a1+3}$ .	134
Figura 45 – Magnitude de $H$ na superfície dos ímãs permanentes com o material HGO na armadura trapezoidal e $FMM=0$ [A].	136
Figura 46 – Magnitude de $H$ na superfície dos ímãs permanentes com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal, $FMM=1730$ [A], $m=15$ e $v_3=0$ .	136
Figura 47 – Magnitude de $H$ na superfície dos ímãs permanentes com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal, $FMM=1730$ [A], $m=15$ e $v_3=1$ .	136
Figura 48 – Magnitude de $H$ em uma linha no raio mediano interna ao volume dos ímãs permanentes com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal com $m=15$ .	137
Figura 49 – Magnitude de $B$ na superfície da coroa de aço SAE 1010 dos rotores com o material HGO na armadura trapezoidal e $FMM=0$ [A].	138
Figura 50 – Magnitude de $B$ na superfície da coroa de aço SAE 1010 dos rotores com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal, $FMM=1730$ [A], $m=15$ e $v_3=0$ .	139
Figura 51 – Magnitude de $B$ na superfície da coroa de aço SAE 1010 dos rotores com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal, $FMM=1730$ [A], $m=15$ e $v_3=1$ .	139
Figura 52 – Comparativo de $B_{zgM}$ para os modelos: analítico, semianalítico e numérico.	145

Figura 53 – Formas de onda da <i>FMM</i> normalizada na máquina com $m = 3$ , $v_3 = 0$ , (a) $\theta_e = 0$ [rad] e (b) $\theta_e = \pi/2$ [rad].	149
Figura 54 – Formas de onda da <i>FMM</i> normalizada na máquina com $m = 5$ , $v_3 = 0$ , (a) $\theta_e = 0$ [rad] e (b) $\theta_e = \pi/2$ [rad].	149
Figura 55 – Formas de onda da <i>FMM</i> normalizada na máquina com $m = 15$ , $v_3 = 0$ , (a) $\theta_e = 0$ [rad] e (b) $\theta_e = \pi/2$ [rad].	149
Figura 56 – Formas de onda da <i>FMM</i> normalizada na máquina com $m = 3$ , $v_3 = 1$ , (a) $\theta_e = 0$ [rad] e (b) $\theta_e = \pi/2$ [rad].	149
Figura 57 – Formas de onda da <i>FMM</i> normalizada na máquina com $m = 5$ , $v_3 = 1$ , (a) $\theta_e = 0$ [rad] e (b) $\theta_e = \pi/2$ [rad].	150
Figura 58 – Formas de onda da <i>FMM</i> normalizada na máquina com $m = 15$ , $v_3 = 1$ , (a) $\theta_e = 0$ [rad] e (b) $\theta_e = \pi/2$ [rad].	150
Figura 59 – Distribuição espacial das grandezas <i>FMM</i> , $B_{zgm}$ , $TD_{em}$ e para o valor médio de $TD_{em}$ , com $m = 15$ e $v_3 = 1$ .	153
Figura 60 – Circuito elétrico equivalente por grupo de fase, para a frequência elétrica fundamental de 50 [Hz]: (a) $m=3$ , (b) $m=5$ e (c) $m=15$ .	155
Figura 61 – Laminação dos segmentos da armadura: (a) Laminação ajustada, (b) Laminação com os carretéis superior e inferior montada no gabarito para o enrolamento.	159
Figura 62 – Detalhe da montagem no gabarito dos segmentos: (a) carretel superior e (b) carretel inferior.	160
Figura 63 – Segmento da armadura finalizado: (a) vista inferior e (b) vista superior.	160
Figura 64 – Montagem dos segmentos da armadura.	161
Figura 65 – Armadura encaixada à carcaça externa.	162
Figura 66 – Armadura com os rolamentos, eixo e mola prato de pré-carga axial.	162
Figura 67 – Armadura com os 60 terminais elétricos dos enrolamentos.	163
Figura 68 – Armadura com os 60 terminais de parafuso para as conexões elétricas dos enrolamentos.	163
Figura 69 – Peças em aço SAE 1020 dos rotores.	164
Figura 70 – Rotores com os ímãs permanentes montados.	164
Figura 71 – Máquina protótipo com as conexões dos grupos de fase para $m=3$ .	165
Figura 72 – Experimento para a aquisição das formas de onda da tensão induzida a vazio de fase com $m=3$ e grupos de fase conectados em série.	167
Figura 73 – Formas de onda da tensão induzida a vazio de fase para $m=3$ , grupos de fase conectados em série e velocidade angular imposta manualmente.	167
Figura 74 – Comparativo da tensão induzida a vazio em 1 grupo de fase para $m=3$ , com 5 espiras em série (1 espira por bobina) e velocidade angular mecânica normalizada em 1 [rad/s].	170
Figura 75 – Comparativo da tensão induzida a vazio em 1 grupo de fase para $m=5$ , com 3 espiras em série (1 espira por bobina) e velocidade angular mecânica normalizada em 1 [rad/s].	170
Figura 76 – Comparativo da tensão induzida a vazio em 1 grupo de fase para $m=15$ , com 1 espira (1 espira por bobina) e velocidade angular mecânica normalizada em 1 [rad/s].	171
Figura 77 – Bancada experimental para os ensaios de conjugado estático.	177
Figura 78 – Bancada para o posicionamento e travamento do rotor da máquina protótipo e o transdutor de conjugado.	177
Figura 79 – Resultado comparativo das curvas de conjugado eletromagnético estático para $m=3$ , $\theta_e=90^\circ$ , $\hat{I}_a=0,52*2/\sqrt{3}=0,6$ [A].	179

Figura 80 – Correntes aplicadas na armadura para o ensaio de conjugado estático com  $m=5$ ,  $\hat{I}_a = 12$  [A],  $\theta_e = 0$ : (a)  $v_3=0$  e (b)  $v_3=1$ . ..... 181

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valor de pico do conjugado em função do número de fases da máquina.....	37
Tabela 2 – Conjugado eletromagnético pela fundamental espacial das máquinas cíclicas de fluxo axial em função do raio de avaliação das grandezas para o carregamento elétrico.....	77
Tabela 3 – Parâmetro $q$ , fatores de passo, distribuição e enrolamento em função do número de fases e da ordem harmônica para as máquinas base $Q_A/2p = 15/14$ e $Q_A/2p = 15/16$ .....	84
Tabela 4 – Parâmetros de entrada da parametrização geométrica.....	116
Tabela 5 – Parâmetros dimensionais de saída da parametrização geométrica.....	117
Tabela 6 – Comparativo dos parâmetros geométricos entre os modelos 3D setorial e trapezoidal.....	119
Tabela 7 – Resultados de simulação numérica para o conjugado [Nm], com $FMM=1730$ [A].....	126
Tabela 8 – Resultados de simulação numérica para a densidade de conjugado [kNm/m <sup>3</sup> ] com $FMM=1730$ [A].....	126
Tabela 9 – Amplitudes do conteúdo harmônico de $B_{z_gM}$ em uma linha circunferencial no entreferro mediano pelo modelo numérico 3D.....	130
Tabela 10 – Matriz de indutâncias com $m=15$ , corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1, [nH/espira]. .....	140
Tabela 11 – Matriz de indutâncias com $m=5$ , corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1, [nH/espira]. .....	141
Tabela 12 – Matriz de indutâncias com $m=3$ , corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1, [nH/espira]. .....	142
Tabela 13 – Comparativo dos resultados dos modelos teóricos para o conjugado eletromagnético estático [Nm] com $FMM = 1730$ [A] e $\theta_e = 0$ .....	153
Tabela 14 – Comparativo dos resultados normalizados da tensão induzida a vazio em Z espiras de 1 grupo de fase.....	172
Tabela 15 – Comparativo dos resultados de tensão induzida a vazio em função do fator de distribuição dos enrolamentos para a fundamental e a 3 <sup>a</sup> ordens harmônicas.....	174
Tabela 16 – Comparativo dos resultados de conjugado estático com campos em quadratura para os modelos analítico, numérico e experimental.....	183
Tabela 17 – Resultados para a constante de conjugado eletromagnético estático.....	185

## LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

$A_{cond}$	Área de condução efetiva dos enrolamentos
$A_{Core}$	Área da seção transversal dos núcleos dos segmentos da armadura
$A_{FaceTooth}$	Área da face polar setorial dos segmentos da armadura
$A_M$	Área da face polar setorial dos ímãs permanentes
$A_r$	Densidade linear de corrente radial
$A_1$	Amplitude da ordem harmônica fundamental da corrente
$A_v$	Amplitude da $v$ -ésima ordem harmônica da corrente
$\mathbf{a}_r$	Vetor unitário na direção radial
$A_{r1}$	Densidade linear de corrente radial pelo valor eficaz da fundamental da corrente em cada entreferro
$\mathbf{a}_z$	Vetor unitário na direção axial
$\mathbf{a}_\theta$	Vetor unitário na direção circunferencial
$\mathbf{B}$	Vetor densidade de fluxo magnético
$B_{av}$	Valor médio da densidade de fluxo magnético no entreferro
$ \overline{B}_{core} $	Módulo do valor médio da densidade de fluxo magnético na seção transversal dos núcleos dos segmentos da armadura
$B_g$	Valor de pico para a densidade de fluxo no entreferro
$B_r$	Componente radial de $d\mathbf{B}$
$B_{rM}$	Densidade de fluxo remanente dos ímãs permanentes
$B_z$	Componente axial de $d\mathbf{B}$
$\hat{B}_{z1}$	Amplitude da ordem harmônica fundamental da distribuição espacial da densidade de fluxo magnético na direção axial
$B_{zgA}$	Densidade de fluxo magnético na direção axial
$B_{zgM}$	Densidade de fluxo magnético na direção axial em uma linha no raio mediano do entreferro médio

$\hat{B}_{zgM\nu}$	Amplitudes do conteúdo harmônico da densidade de fluxo no entreferro
$ \bar{B}_B $	Módulo do valor médio na seção transversal da região interpolar da coroa de aço dos rotores
CAD	<i>Computer Aided Design</i>
CGO	<i>Conventional grain-oriented</i>
$d$	Largura normalizada da forma de onda retangular
$d\mathbf{B}$	Elemento diferencial de $\mathbf{B}$
$d\mathbf{F}$	Elemento diferencial de $\mathbf{F}$
$dF_\theta$	Componente circunferencial de $d\mathbf{F}$
$d_{IP}$	Distância interpolar
$d\mathbf{J}$	Elemento diferencial de $\mathbf{J}$
$d\mathbf{T}_{em}$	Elemento diferencial do conjugado eletromagnético
$E$	Fasor da ordem harmônica fundamental para a tensão induzida de fase
$e_a$	Forma de onda da tensão induzida a vazio em uma fase
$E_a$	Tensão induzida a vazio normalizada por espira e por rad/s em um grupo de fase
$E_c$	Fasor da ordem harmônica fundamental da tensão induzida nos enrolamentos de cada segmento da armadura
$\hat{E}_{w\nu}$	Amplitude da $\nu$ -ésima componente da tensão induzida a vazio nos enrolamentos da armadura
$f$	Índice identificador da fase de cada um dos sistemas elétricos de excitação do modelo numérico da máquina
$\mathbf{F}$	Vetor densidade volumétrica de força eletromagnética
$f_e$	Frequência elétrica
FEM	Força eletromotriz
$F_f^\varnothing$	Fator de ocupação dos condutores
FFT	Transformada Rápida de Fourier

$F_{fw}$	Fator de ocupação dos condutores nos enrolamentos
$F_{K_{px}}$	Forma de onda da força magnetomotriz produzida pela corrente na armadura
$\hat{F}_{K_{px1}}$	Amplitude da harmônica espacial de operação síncrona pela força magnetomotriz produzida pela corrente na armadura
$FMM$	Força Magnetomotriz
GO	Grão orientado
HGO	<i>Highly Grain-Oriented</i>
$H$	Campo magnético
$H_{cB}$	Campo coercivo normal
$H_{ins}$	Espessura do isolamento nos segmentos da armadura
$H_{slot}$	Menor dimensão da abertura das ranhuras entre núcleos adjacentes dos segmentos da armadura
$H_{slotRiA}$	Dimensão da abertura das ranhuras entre núcleos adjacentes dos segmentos da armadura em $R_{iA}$
$H_{slotRoA}$	Dimensão da abertura das ranhuras entre núcleos adjacentes dos segmentos da armadura em $R_{oA}$
$H_w$	Altura dos enrolamentos concentrados nos segmentos da armadura
$i_{a1}$	Forma de onda para a ordem harmônica fundamental da corrente na armadura
$\hat{i}_{a1}$	Amplitude da ordem harmônica fundamental da corrente na armadura
$i_{a1+v}$	Forma de onda da composição harmônica da corrente na armadura
$\hat{i}_{a1+v}$	Amplitude da forma de onda da composição harmônica da corrente na armadura
$I_{a1+v}$	Valor eficaz da forma de onda da composição harmônica da corrente
$I_{rms}$	Valor eficaz da corrente
$I_{a1}$	Valor eficaz ordem harmônica fundamental da corrente na armadura
<b>J</b>	Vetor densidade de corrente elétrica
$J_{pico}^{\emptyset}$	Valor de pico da densidade superficial de corrente elétrica na seção transversal dos condutores

$J_r^\emptyset$	Densidade superficial de corrente radial na área útil dos condutores
$J_r$	Densidade superficial de corrente na direção radial
$\hat{J}_{r1}$	Amplitude da ordem harmônica fundamental da distribuição espacial da densidade superficial de corrente na direção radial
$J_z$	Densidade superficial de corrente na direção axial
$k$	Constante de ajuste da amplitude do conteúdo harmônico
$k_{dv}$	Fator de distribuição para a $v$ -ésima ordem harmônica
$k_e$	Constante de força eletromotriz
$k_i$	Fator de forma para a forma de onda da corrente
$k_p$	Fator de forma para a forma de onda da potência elétrica
$k_{pv}$	Fator de passo para a $v$ -ésima ordem harmônica
$k_r$	Razão entre os raios interno e externo
$k_{rM}$	Razão entre os raios interno e externo dos ímãs permanentes
$k_{rT}$	Relação entre $R_T$ e $R_{iM}$
$k_{wv}$	Fator de enrolamento para a $v$ -ésima ordem harmônica
$k_{\theta FT}$	Fator de ocupação da face polar dos segmentos da armadura
$L_{yCoreSectorialRiA}$	Largura na direção $y$ dos núcleos setoriais em $R_{iA}$
$L_{yCoreSectorialRoA}$	Largura na direção $y$ dos núcleos setoriais em $R_{oA}$
$L_{yCoreTrapezoidRiA}$	Largura na direção $y$ dos núcleos trapezoidais em $R_{iA}$
$L_{yCoreTrapezoidRoA}$	Largura na direção $y$ dos núcleos trapezoidais em $R_{oA}$
$L_{yCoreRiA}$	Largura na direção $y$ dos núcleos em $R_{iA}$
$L_{yCoreRoA}$	Largura na direção $y$ dos núcleos em $R_{oA}$
$L_{yFaceToothRiA}$	Largura das faces polares dos segmentos da armadura na direção $y$ em $R_{iA}$



$L_{yFaceToothRoA}$	Largura das faces polares dos segmentos da armadura na direção $y$ em $R_{oA}$
$L_{zA}$	Comprimento axial da armadura
$L_{zB}$	Comprimento axial da coroa de aço dos rotores
$L_{zCore}$	Comprimento axial total do núcleo dos segmentos da armadura
$L_{zFC\_RiA}$	Comprimento axial do concentrador de fluxo em $R_{iA}$
$L_{zFC\_RoA}$	Comprimento axial do concentrador de fluxo em $R_{oA}$
$L_{zFT}$	Comprimento axial da face polar dos segmentos da armadura
$L_{zFT\_RiA}$	Comprimento axial da face polar dos segmentos da armadura em $R_{iA}$
$L_{zFT\_RoA}$	Comprimento axial da face polar dos segmentos da armadura em $R_{oA}$
$L_{zg}$	Entreferro mecânico na direção axial
$L_{zM}$	Comprimento axial dos ímãs permanentes
$L_{zMáquina}$	Comprimento axial total da máquina
$L_{zw}$	Comprimento axial total dos enrolamentos dos segmentos da armadura
$m$	Número de fases
$m_1$	Número de fases em cada estator
MDC	Máximo divisor comum
$M_z$	Amplitude da forma de onda retangular pela magnetização axial dos ímãs permanentes
$\hat{M}_z$	Amplitude de magnetização
$\hat{M}_{zv}$	Amplitude do conteúdo harmônico pela magnetização axial dos ímãs permanentes
$n$	Número de polos em uma região de simetria na máquina base
$N_{cond/ph}$	Número de condutores por fase
NdFeB	Liga metálica sinterizada em neodímio-ferro-boro

NGO	<i>Non grain-oriented</i>
$N_{p\_Cog}$	Número de períodos para o conjugado de relutância por passo de ranhura
$N_{turns/ph}$	Número de espiras por fase
$N_w$	Número de espiras por enrolamento
$p$	Número de pares de polos
$P_{em}$	Potência eletromagnética
$q$	Número de ranhuras/fase/polo
$Q_A$	Número de ranhuras na armadura
$R_i$	Raio interno
$R_{iA}$	Raio interno da armadura
$R_{iM}$	Raio interno dos ímãs permanentes
$R_{iMáquina}$	Raio interno da máquina incluindo as cabeceiras internas dos enrolamentos da armadura
$R_o$	Raio externo
$R_{oA}$	Raio externo da armadura
$R_{oM}$	Raio externo dos ímãs permanentes
$R_{oMáquina}$	Raio externo da máquina incluindo as cabeceiras externas dos enrolamentos da armadura
$R_T$	Deslocamento radial da origem para as arestas interpolares dos ímãs trapezoidais
SMC	<i>Soft magnetic composite</i>
SoT	Variável para a variação da geometria dos núcleos dos segmentos da armadura e dos ímãs permanentes entre setoriais e trapezoidais
TC	<i>Tooth-Coil</i>
$T_{em}$	Conjugado eletromagnético total da máquina
$T_{em1}^{Bz}$	Conjugado eletromagnético pela fundamental espacial

$\bar{T}_{eml}^{Bz}$	Valor médio do conjugado eletromagnético pela fundamental espacial
$\frac{T_{em}(v_3 = 1)}{T_{em}(v_3 = 0)}$	Relação entre o conjugado eletromagnético produzido com a injeção da 3ª ordem harmônica de corrente em relação a apenas a ordem fundamental
$\frac{T_{em}(m, v_3 = 1)}{T_{em}(m = 3, v_3 = 1)}$	Relação entre o conjugado eletromagnético produzido em função do número de fases na armadura com a injeção da 3ª ordem harmônica da corrente em relação ao caso trifásico
$\frac{T_{em}(m, v_3 = 0)}{T_{em}(m = 3, v_3 = 0)}$	Relação entre o conjugado eletromagnético produzido em função do número de fases na armadura com apenas a ordem fundamental da corrente em relação à máquina com 3 fases
$\frac{T_{em}}{T_{em}(\text{exp.})}$	Relação entre o conjugado eletromagnético produzido pelos modelos teóricos e os resultados experimentais
$\frac{T_{em}}{\hat{i}_a}$	Constante de conjugado eletromagnético em função do valor de pico da forma de onda da corrente na armadura
$\frac{T_{em}}{I_a}$	Constante de conjugado eletromagnético em função do valor eficaz da forma de onda da corrente na armadura
$\frac{T_{em}}{\hat{i}_{a1}}$	Constante de conjugado eletromagnético em função do valor de pico da ordem harmônica fundamental pela forma de onda da corrente na armadura
$\frac{T_{em}}{I_{a1}}$	Constante de conjugado eletromagnético em função do valor eficaz da ordem harmônica fundamental pela forma de onda da corrente na armadura
$\frac{T_{em}}{I_a/A_{cond}}$	Constante de conjugado eletromagnético em função do valor eficaz da densidade de corrente na armadura
$t_{2p}$	Número de regiões com simetria rotacional
$t_p$	Número de máquinas base
$v$	$v$ -ésima ordem harmônica
$V_{AnularMáquina}$	Volume anular ativo que engloba a máquina
$V_{cilMáquina}$	Volume cilíndrico ativo que engloba a máquina
$v_{Max}$	Ordem harmônica de truncamento da série de Fourier
YASA	<i>Yokeless and segmented armature</i>
Z	Número de enrolamentos por grupo de fase na máquina base
$\alpha$	Frequência de defasagem espacial entre os polos do rotor e as ranhuras com enrolamentos concentrados nos dentes da armadura
$\alpha_{Core}$	Fator geométrico de concentração de fluxo nos núcleos dos segmentos da armadura

$\alpha_e$	Ângulo elétrico entre duas ranhuras vizinhas
$\alpha_p$	Fator de ocupação polar pelos ímãs permanentes
$\alpha_Q$	Fator de ocupação polar das faces dos segmentos da armadura
$\Delta_{e1\_CxCx\pm 1}$	Menor defasagem angular elétrica para a ordem harmônica fundamental da tensão induzida a vazio entre enrolamentos adjacentes
$\Delta_{e1\_C1Cx}$	Defasagem angular elétrica entre C1 e qualquer outro enrolamento x
$\zeta_{Bz}$	Densidade volumétrica de conjugado eletromagnético no volume anular da armadura
$\zeta_{Bz}^{Cilindrico}$	Densidade volumétrica de conjugado eletromagnético no volume cilíndrico que contém a armadura
$\hat{\Phi}_{zpv}$	Amplitude da $v$ -ésima ordem harmônica do fluxo concatenado pelos enrolamentos da armadura
$\mu_{rM}$	Permeabilidade relativa de recuo dos ímãs permanentes
$\theta_e$	Ângulo elétrico
$\theta_{FC\_RiA}$	Ângulo em relação ao eixo z do concentrador de fluxo no raio interno
$\theta_{RiM}$	Ângulo dos ímãs permanentes no raio interno
$\theta_{RoM}$	Ângulo dos ímãs permanentes no raio externo
$\theta_s$	Ângulo espacial
$\hat{\Theta}_{sp}$	Amplitude da harmônica espacial de operação síncrona da Forma de onda da força magnetomotriz
$\Psi_{polar}$	Fluxo magnético por polo nos rotores
$\omega_m$	Velocidade angular mecânica

## SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO .....	22
1.1. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA PARA A ESCOLHA DO TEMA .....	24
1.2. OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA TESE .....	26
1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	28
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	30
2.1. TOPOLOGIA DA MÁQUINA ELÉTRICA DE FLUXO AXIAL .....	30
2.2. MÁQUINAS ELÉTRICAS COM DUPLO ENTREFERRO.....	32
2.3. MÁQUINAS ELÉTRICAS COM ELEVADO NÚMERO DE FASES .....	35
2.4. ASPECTOS DE PROJETO DAS MÁQUINAS ELÉTRICAS DE FLUXO AXIAL .....	37
2.4.1. Equações de Dimensionamento .....	37
2.4.2. Número $q$ Fracionário $\leq 1/2$ e Enrolamentos Concentrados .....	39
2.4.3. Fator de Enrolamento .....	42
2.4.4. Simetrias na Distribuição Espacial do Campo Magnético .....	45
2.4.5. Número de Camadas do Enrolamento .....	46
2.4.6. Força Magnetomotriz.....	48
2.4.7. Aberturas das Ranhuras .....	50
2.4.8. Oscilações de Conjugado .....	51
2.5. MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS MACIOS PARA A ARMADURA SEGMENTADA	53
2.5.1. Compósito Magnético Macio de Grão Isolado – SMC.....	54
2.5.2. Aço Elétrico Laminado a Frio .....	54
2.5.2.1. Aço Elétrico de Grão não Orientado – NGO .....	55
2.5.2.2. Aço Elétrico de Grão Orientado – GO .....	55
2.6. USO DE LAMINAÇÃO NOS SEGMENTOS DA ARMADURA .....	57
2.7. MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS DUROS .....	59
2.8. O ESTADO DA ARTE .....	60
3. PROJETO DA MÁQUINA YASA MULTIFÁSICA .....	69
3.1. EQUAÇÕES DE DIMENSIONAMENTO ANALÍTICO.....	69
3.2. PROJETO MULTIFÁSICO .....	81
3.3. INJEÇÃO DE HARMÔNICAS DE CORRENTE .....	95
3.4. GEOMETRIA DA SEÇÃO TRANSVERSAL DA MÁQUINA .....	101
3.4.1. Máquina Setorial .....	103
3.4.2. Máquina Trapezoidal.....	104
3.5. MATERIAIS MAGNÉTICOS EMPREGADOS NO PROJETO.....	106
3.6. PARAMETRIZAÇÃO GEOMÉTRICA TRIDIMENSIONAL DA MÁQUINA .....	109
4. MODELAGEM DA MÁQUINA YASA .....	121
4.1. MODELO NUMÉRICO TRIDIMENSIONAL.....	122
4.2. MODELAGEM ANALÍTICA .....	142
4.2.1. Distribuição da Densidade de Fluxo no Entreferro pelo Rotor .....	142
4.2.2. Força Magnetomotriz.....	145
4.2.3. Conjugado Eletromagnético .....	151
4.2.4. Tensão Induzida a Vazio.....	154
4.3. CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE.....	155
5. ANÁLISE E VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL .....	157
5.1. DESCRIÇÃO DO PROTÓTIPO.....	157
5.2. TENSÃO INDUZIDA A VAZIO.....	166
5.3. CONJUGADO ESTÁTICO .....	176
6. CONCLUSÃO.....	187
REFERÊNCIAS .....	190

## 1. INTRODUÇÃO

Atualmente, a máquina elétrica de fluxo axial com duplo rotor a ímãs permanentes na superfície e armadura segmentada (*Yokeless And Segmented Armature - YASA*) é um tópico de grande relevância científica e tecnológica na área de conversão eletromecânica de energia. Este fato se deve pela avaliação das figuras de mérito em relação às tradicionais topologias de fluxo radial e as necessidades impostas pelas aplicações emergentes, principalmente quanto à atuação direta com massa e volume reduzidos.

A utilização de sistemas motrizes elétricos, como o caso dos veículos elétricos, é um tema bastante relevante atualmente pelo conceito de eficiência energética, dado o custo da quantidade de energia utilizada durante o tempo de vida útil do veículo em relação ao custo do próprio veículo. Neste aspecto, considerando ciclos urbanos de velocidade, existe uma demanda tecnológica para sistemas embarcados com a minimização do volume e da massa e a maximização do rendimento global do sistema, com fluxo bidirecional da energia. Durante um ciclo urbano de velocidade variável, a máquina elétrica pode operar fornecendo e regenerando potência elétrica ativa, de forma que o projeto considerando a avaliação do mapa de rendimento nestes regimes através do cenário de condução é preponderante na melhoria do sistema, possibilitando ganhos na ordem de 15% na eficiência energética em relação às metodologias de projeto tradicionais.

A eletrificação da aviação também é um tópico de destaque para o desenvolvimento científico e tecnológico de máquinas elétricas específicas, com os principais requisitos em função do rendimento e da potência específica [W/kg]. Existe um movimento da comunidade científica quanto ao desenvolvimento científico e tecnológico dos elementos que viabilizam a aviação elétrica, através de comunidades científicas, tais como a *IEEE Transportation Electrification Community* e eventos científicos específicos, tais como o

*AIAA/IEEE Electric Aircraft Technologies Symposium*. Existem algumas iniciativas do desenvolvimento tecnológico e comercial de aviões elétricos e híbridos, entre eles os projetos elétricos E-Fan da Airbus com 60 [kW] de potência (AIRBUS, 2015), o Extra 330LE utilizando o motor SP260D desenvolvido pela Siemens especificamente para propulsão aeronáutica através de hélice com 260 [kW] (SIEMENS, 2015) e o híbrido-elétrico E-Fan X do consórcio entre as empresas Airbus, Rolls-Royce e Siemens, com a previsão de 4 motores elétricos de 2 [MW] (AIRBUS, 2017).

Os sistemas robóticos móveis através de membros, tais como os humanoides e os quadrúpedes, são grandemente dependentes da tecnologia de conversão eletromecânica de energia para o movimento. A solução tradicional incorpora atuadores com motores elétricos acoplados a mecanismos redutores de velocidade. Quando são necessários maiores níveis de força e velocidade com volume e massa reduzidos são utilizados sistemas atuadores eletro-hidráulicos e/ou pneumáticos. Portanto, também carecem de máquinas elétricas projetadas especificamente para a atuação direta nestas aplicações.

Neste contexto, de aplicações emergentes com requisitos específicos, a topologia da máquina elétrica proposta ao estudo é promissora quanto à sua aplicabilidade, visto que alguns exemplos comerciais já estão disponíveis (YASA-MOTORS, 2018). Como exemplo de aplicações automotivas híbridas de elevado desempenho utilizando atuação direta cita-se o Koenigsegg Regera, com conjugado e potência elétricos totais de 870 [Nm] e 525 [kW], respectivamente, com 3 máquinas elétricas e um motor a combustão interna com 820 [kW] de potência (KOENIGSEGG, 2018).

Portanto, a tese tem o foco no desenvolvimento científico e tecnológico de uma máquina elétrica com a topologia de fluxo axial com duplo rotor a ímãs permanentes na superfície e armadura segmentada, de desenvolvimento relativamente recente. Neste

sentido, são estudados aspectos de projeto que visam melhorar o desempenho na produção de conjugado da máquina YASA.

As máquinas elétricas, em geral, são projetadas para um único número,  $m$ , de fases e tradicionalmente são empregadas 3 fases nas máquinas polifásicas. O projeto considerando um número de ranhuras/fase/polo,  $q$ , fracionário e menor que  $\frac{1}{2}$  simplifica o projeto de máquinas com um grande número de polos e para um múltiplo número de fases através da adequada conexão dos enrolamentos da armadura.

A circulação das harmônicas de corrente de ordem superior à fundamental promovem o aumento na produção de conjugado síncrono com a fundamental espacial (PARSA, 2005) (ZIMMERMANN; CENTNER; STIEBLER, 2016). Esta abordagem melhora significativamente as figuras de mérito relacionadas ao conjugado quando utilizado campo com forma de onda retangular no entreferro (PEREIRA, 1998).

A armadura segmentada foi inicialmente proposta utilizando SMC (*Soft Magnetic Composite*), existindo estudos com laminações de Ferro-silício do tipo NGO (*Non Grain-Oriented*) e CGO (*Conventional Grain-Oriented*) (KOWAL *et al.*, 2010). A anisotropia magnética em máquinas elétricas de fluxo axial é um tópico pouco explorado cientificamente, carecendo de uma maior análise do comportamento da distribuição espacial das grandezas magnéticas e regras de projeto para a armadura segmentada.

### **1.1. MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA PARA A ESCOLHA DO TEMA**

Atualmente, justifica-se, em um aspecto mais amplo, o foco da tese através do cenário de mudança da matriz energética global. Um extenso estudo considerando 139 países, incluindo o Brasil, aponta um cenário promissor caso seja efetivada uma transformação da matriz energética atual em uma cadeia totalmente renovável até o ano 2050 (JACOBSON *et al.*, 2017). Neste trabalho é apresentada uma projeção na linha do



tempo da demanda total de potência e a transição da matriz energética. O maior rendimento de conversão de energia dos sistemas elétricos em relação aos sistemas por combustão induz a maior parcela na redução da demanda pela matriz energética renovável, estipulada em -23% do valor projetado para 2050. É planejada a eletrificação de todos os setores energéticos (transporte, aquecimento/refrigeração, indústria, agricultura, silvicultura e pesca) através das fontes de energia: eólica, hídrica e solar. De acordo com os autores, os principais efeitos pela implementação deste roteiro até 2050 são: as reduções em 1,5°C do aquecimento global e da mortalidade devido à poluição do ar; a criação de 24,3 milhões empregos; a redução no custo da energia para a sociedade; a redução de 42,5% da demanda de energia; a redução do tempo de interrupção dos sistemas de potência; e o aumento mundial do acesso à energia.

Cabe salientar que, as explorações das fontes de energia renováveis através da conversão eletromecânica podem sofrer um impacto positivo pela aplicação de máquinas elétricas que viabilizam utilização em setores tradicionalmente supridos por fontes de energia fósseis, se estas apresentam características de desempenho necessárias.

Como motivação para o desenvolvimento da tese, o principal aspecto está relacionado com as necessidades de certas aplicações específicas, como, por exemplo, aeroespacial, aeronáutica, robótica, veículos elétricos e geração eólica de energia elétrica, onde o rendimento e figuras de mérito, tais como: densidades de conjugado e potência –  $\text{Nm/m}^3$  e  $\text{kW/m}^3$  –, conjugado e potência específicos –  $\text{Nm/kg}$  e  $\text{kW/kg}$  –, são cruciais, e a utilização de máquinas elétricas convencionais pode ser inviável.

A ordem de grandeza das figuras de mérito apresentadas na literatura para topologias de fluxo axial é bastante motivadora, pois se enquadram como opções tecnicamente viáveis e com vantagens significativas. De modo geral, há grande necessidade de elevados valores para as figuras de mérito relativas ao conjugado,

tornando desnecessários mecanismos redutores de velocidade, portanto, caracterizadas como máquinas de atuação direta. Esta possibilidade reduz a complexidade, o volume e a massa, aumentando o rendimento e a confiabilidade do sistema conversor eletromecânico de energia. Apesar de algumas figuras de mérito das máquinas elétricas em geral já estarem bastante próximas do limite teórico, tal como o rendimento, as figuras de mérito relativas ao conjugado e à potência podem ser significativamente melhoradas, reduzindo o volume de materiais empregados na sua construção e ampliando a viabilidade em uma maior gama de aplicações.

A justificativa permeia os aspectos de engenharia relacionados ao desenvolvimento científico e tecnológico, considerando a inovação através da produção acadêmica e a possibilidade da extensão dos conhecimentos produzidos na tese à sociedade, desta forma, permitindo a melhoria da qualidade de vida humana e impactando positivamente a preservação do meio ambiente natural.

Dadas as particularidades impostas pela curvatura ao projeto geométrico e eletromagnético das máquinas elétricas de fluxo axial, o recente desenvolvimento tecnológico da topologia YASA e as vantagens pela aplicação dos materiais laminados de grão orientado, as regras de projeto a serem empregadas na obtenção de um desempenho que viabilizem ainda mais as aplicações com atuação direta ainda não foram adequadamente estabelecidas. Portanto, se faz necessário um maior desenvolvimento científico e tecnológico, fato que insere a topologia YASA como uma escolha natural para o estudo neste trabalho.

## **1.2. OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA TESE**

O objetivo geral do trabalho é melhorar a densidade de conjugado da máquina YASA por meio do estudo da influência de quatro parâmetros de projeto: os diferentes

números de fase em uma mesma máquina elétrica, a injeção de harmônicas de corrente de ordem superior à ordem fundamental na armadura, o material ferromagnético da armadura e a geometria das áreas de seção transversal dos elementos ativos da máquina.

Os objetivos específicos englobam os seguintes itens:

- elaborar um projeto eletromagnético da máquina que possibilite o estudo da influência do número de fases elétricas;

- estudar critérios para injeção de ordens harmônicas de corrente na armadura;

- desenvolver modelos que permitam avaliar a influência do uso de materiais laminados anisotrópicos na topologia YASA;

- desenvolver modelos geométricos tridimensionais que possibilitem avaliar a influência das geometrias das seções transversais dos elementos ativos da máquina em relação às figuras de mérito vinculadas ao conjugado;

- construir um protótipo para a análise e a validação experimental dos aspectos de projeto passíveis de avaliação em um único dispositivo;

Como principais contribuições desta tese, considera-se os seguintes aspectos:

- o projeto de uma máquina elétrica com a possibilidade de conexão dos enrolamentos formando 3, 5 ou 15 fases, permitindo a avaliação do seu desempenho nestes sistemas elétricos. Com relação entre número de ranhuras por polo e fase,  $q$ , fracionário e inferior  $\frac{1}{2}$ , o incremento do número de fases além de melhorar a tolerância a falhas e reduzir a corrente na armadura, contribui para o melhor desempenho da máquina em função do aumento do fator de enrolamento para a fundamental espacial pelo número de pares de polos no rotor;

- o estudo e o desenvolvimento da máquina com laminação HGO (*Highly Grain-Oriented*); material que possui melhores características magnéticas e de perdas reduzidas em relação aos CGO, NGO e SMC;

- a dedução de equações de dimensionamento analítico para as máquinas de fluxo axial, relacionando o conjugado eletromagnético com as grandezas geométricas e os carregamentos elétrico e magnético;

- o desenvolvimento de modelos geométricos dimensional que permite descrever as seções transversais de elementos ativos da máquina com formato setorial e trapezoidal, mantendo invariantes as áreas destas seções, viabilizando uma análise comparativa justa;

- o desenvolvimento de uma formulação para a injeção da terceira harmônica de corrente, com amplitude da forma de onda da composição harmônica invariante em relação a apenas a fundamental. Essa formulação visa aumentar o conjugado sem desmagnetizar os ímãs permanentes em quadratura.

### **1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO**

No Capítulo 2 deste trabalho é abordada a revisão bibliográfica. São apresentados os principais do estado da arte voltados para a máquina YASA e são apresentados aspectos de projeto considerados fundamentais para a compreensão do desenvolvimento teórico deste trabalho.

No Capítulo 3 são apresentadas as principais contribuições científicas da tese. São detalhados os quatro aspectos de projeto que visam incrementar a densidade de conjugado da máquina. Adicionalmente, são apresentados modelos analíticos de dimensionamento básico de máquinas de fluxo axial e uma detalhada descrição do modelo tridimensional parametrizado da máquina YASA.

Na sequência, no Capítulo 4, são apresentados os modelos numérico tridimensional e analítico unidimensional da máquina YASA. Estes modelos serviram de base para elaboração dos estudos comparativos e compreensão do comportamento eletromagnético da máquina.

Após, no Capítulo 5, é apresentada a análise e validação experimental, realizada em um protótipo desenvolvido especialmente com este objetivo. Neste capítulo são confrontados os resultados obtidos entre os modelos numérico, analítico e experimental.

Por fim, no Capítulo 6 são descritas as principais conclusões do trabalho. Além disso, são sugeridos trabalhos futuros para dar continuidade ao tema.

## 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A revisão bibliográfica aborda os principais conhecimentos específicos, publicados até o presente momento, com o intuito de apresentar o limite do conhecimento para os conceitos utilizados neste documento. Ao final é abordado O Estado da Arte com a finalidade de estabelecer as mais relevantes contribuições científicas e apresentar exemplos comerciais relacionados à tese.

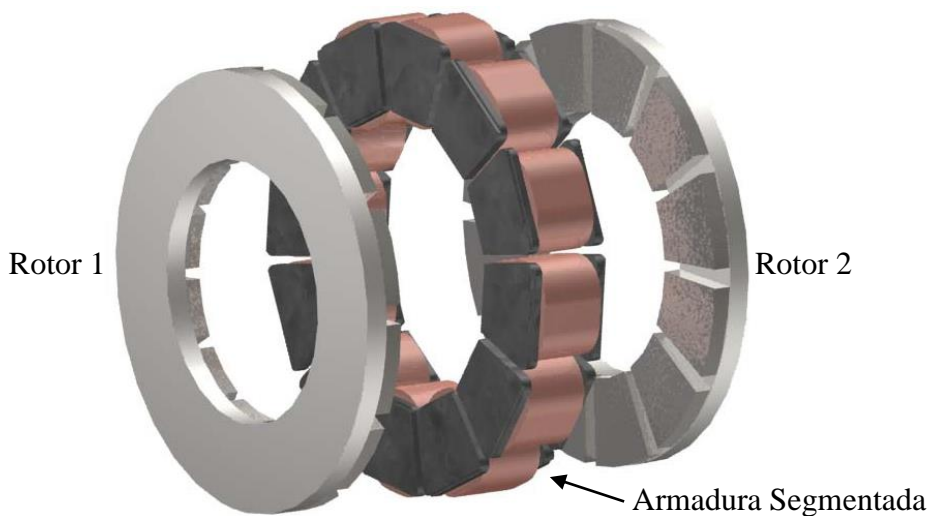
### 2.1. TOPOLOGIA DA MÁQUINA ELÉTRICA DE FLUXO AXIAL

A topologia YASA (*Yokeless And Segmented Armature*), proposta ao estudo, pode ser classificada como uma máquina elétrica síncrona de fluxo axial no entreferro, duplo rotor com ímãs permanentes na superfície e armadura polifásica constituída por peças com material ferromagnético macio. Cada segmento da armadura representa uma peça polar com enrolamentos concentrados, de forma a melhorar o fator de ocupação do espaço pelos condutores e facilitar o processo de enrolamento, permitindo a montagem para a obtenção do estator, conforme ilustra a Figura 1 (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

A terminologia *Yokeless* refere-se à ausência do caminho ferromagnético circunferencial na armadura (comumente denominado coroa da armadura), uma vez que a topologia com duplo rotor permite que tal caminho para o fluxo magnético interpolar seja feito exclusivamente através do material ferromagnético macio dos rotores, conforme ilustra a Figura 2(a) com a topologia NS Torus, da qual a topologia YASA foi derivada (WOOLMER; MCCULLOCH, 2006).

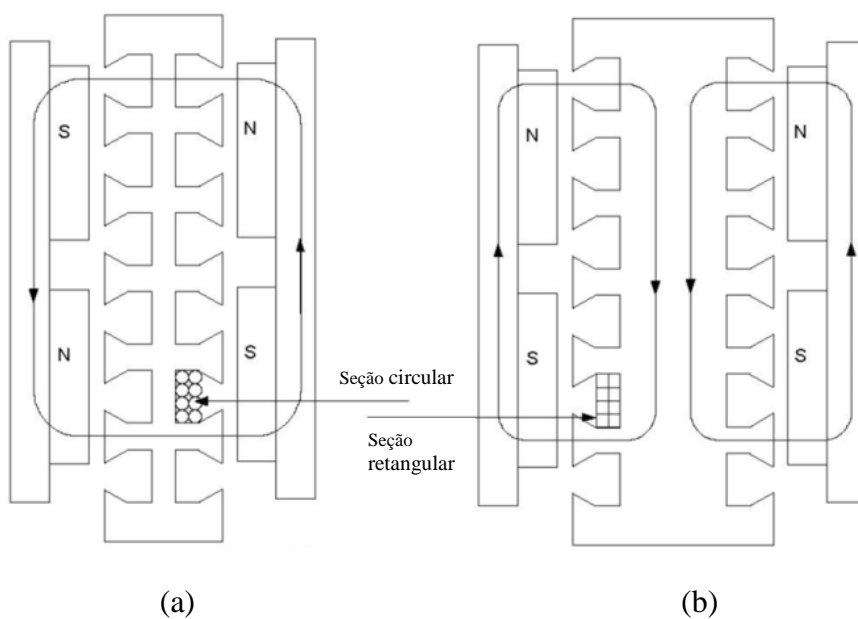
Esta definição permite a aplicação do conceito topológico para máquinas de fluxos radial e axial no entreferro, porém há grande tendência para o caso de fluxo axial (SAHIN, 2001) resumindo vantagens quanto às figuras de mérito volumétrica e mássica para o conjugado, ou seja, densidade de conjugado e conjugado específico.

**Figura 1 - Topologia YASA de fluxo axial.**



**Fonte:** adaptado de (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

**Figura 2 - Topologias de fluxo axial: (a) NS Torus e (b) NN Torus.**

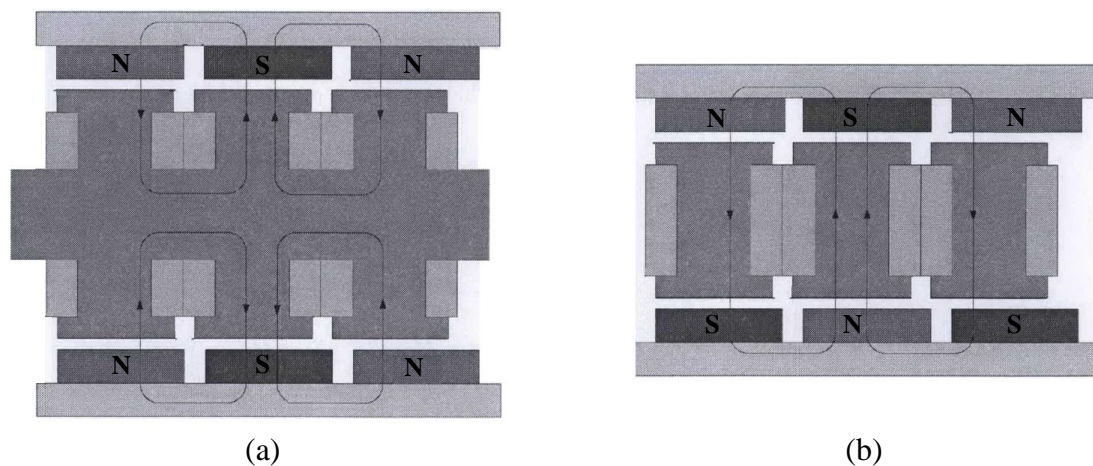


**Fonte:** Adaptado de (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

A ausência da coroa na armadura reduz significativamente o volume de material ferromagnético no estator, conforme ilustrado na Figura 3. Por consequência, são reduzidas as perdas magnéticas associadas ao fluxo circunferencial girante interpolar na armadura. A segmentação da armadura e a utilização de enrolamentos concentrados reduz

a indutância mútua entre fases, melhorando a característica de tolerância a falhas em relação às máquinas com coroa na armadura. De acordo com (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007), o valor de pico do rendimento é superior a 95%.

**Figura 3 – Duas topologias para as máquinas elétricas de fluxo axial com duplo rotor: (a) NN Torus e (b) YASA.**



**Fonte:** adaptado de (WOOLMER; MCCULLOCH, 2006).

## 2.2. MÁQUINAS ELÉTRICAS COM DUPLO ENTREFERRO

Topologicamente, é possível construir máquinas elétricas de fluxos radial e axial com duplo entreferro, obtido pela duplicidade da armadura ou do rotor.

No caso das máquinas elétricas de fluxo axial existe a força axial de atração pelo campo gerado pelos ímãs permanentes e o material ferromagnético da armadura, que, no caso de entreferro único, necessita o adequado dimensionamento dos mancais para esta carga axial e induz maiores perdas mecânicas nestes elementos. A utilização de topologias de fluxo axial com duplo entreferro permite, idealmente, o cancelamento da força axial de reação nos mancais, desde que exista o adequado ajuste dimensional dos entreferros e pequenas folgas axiais nos mancais.

Em geral, nas máquinas elétricas de fluxo radial com entreferro único a força de atração pelo campo gerado pelos ímãs permanentes e a armadura ferromagnética possui



uma distribuição simétrica em relação ao eixo de rotação, portanto com reação radial nula, tornando desnecessária a utilização de duplo entreferro neste aspecto.

Topologias com duplo rotor permitem a aplicação de dois tipos de circuito magnético, ou seja, com e sem a coroa, que é o caminho interpolar para o fluxo magnético na armadura, conforme ilustra a Figura 3. Topologias com coroa na armadura podem ser construídas com enrolamentos toroidais (LOUREIRO, 2008), caso em que o eixo de enrolamento é a circunferência mediana do núcleo ferromagnético, portanto são enrolamentos curvilíneos, possuindo inerentemente um formato particular. Em armaduras sem ranhuras é obtido um fator de ocupação do condutor variável no percurso radial, dificultando a modelagem tridimensional, conforme pode ser observado na Figura 4 (GOLTZ, 2012).

A grande vantagem dos enrolamentos toroidais está no menor volume não ativo (cabeceiras) em comparação com enrolamentos dos tipos bobinado ou ondulado. Topologias sem coroa na armadura não possuem fluxo interpolar na armadura, reduzindo o volume de material ferromagnético, porém não permitem a aplicação de enrolamentos toroidais. Ainda, a densidade de perdas magnéticas na coroa são maiores que nos dentes da armadura, pois o vetor magnetização na coroa possui um comportamento rotacional em função da posição angular do campo girante, enquanto nos dentes da armadura a magnetização do material é predominantemente unidirecional.

Uma nova família de máquinas elétricas de fluxo radial, com duplo rotor a ímãs permanentes na superfície e armadura ferromagnética com enrolamentos toroidais, é proposta por (RONGHAI QU; LIPO, 2003).

**Figura 4 – Armadura ferromagnética toroidal sem ranhuras, com 18 enrolamentos e 6 polos, da máquina Torus de fluxo axial.**



**Fonte:** (GOLTZ, 2012).

São utilizados ímãs permanentes de ferrite, com vistas à melhor relação entre custo e potência, porém são obtidos melhores rendimento e densidade de conjugado para este tipo de material. São propostas equações e procedimentos de projeto para a topologia e a análise dos efeitos dos parâmetros no desempenho da máquina, propondo diretrizes para os objetivos de projeto específicos. É apontada uma densidade de conjugado de 43,2 [kNm/m<sup>3</sup>] para o protótipo de 3 [hp] versus 15,1 [kNm/m<sup>3</sup>] para uma máquina de indução com a mesma potência e 19,4 [kNm/m<sup>3</sup>] para uma máquina síncrona com ímãs permanentes interiores com 5 [hp]; com 87,1%, 82,5% e 88% de rendimento, respectivamente (QU; LIPO, 2004).

As máquinas elétricas com dupla armadura não necessitam de material ferromagnético no rotor, uma vez que o fluxo magnético pelos ímãs permanentes concatena simultaneamente as duas armaduras através dos entreferros. As principais

desvantagens na utilização da dupla armadura estão relacionadas ao volume de material ferromagnético nas coroas destes elementos do circuito magnético e às perdas associadas. A principal vantagem é o menor momento de inércia do rotor pela ausência de material ferromagnético macio.

A principal vantagem das máquinas com duplo rotor e orientação de magnetização antagônica (NN) está na possibilidade da utilização de enrolamentos toroidais, minimizando a perda Joule nas cabeceiras dos enrolamentos. A principal vantagem associada ao duplo rotor com magnetização concordante (NS) está na minimização do volume ferromagnético da armadura, minimizando a perda magnética neste elemento. Também, neste último caso, quando utilizado o projeto com  $q$  fracionário menor que  $\frac{1}{2}$  o volume das cabeceiras do enrolamentos também são minimizadas em comparação com  $q$  inteiro.

As principais desvantagens da utilização de duplo entreferro estão relacionadas com o aumento do volume de ímãs permanentes para uma dada densidade de fluxo magnético nos entreferros, e a maior complexidade do projeto e da construção das máquinas elétricas em relação às com entreferro único.

### **2.3. MÁQUINAS ELÉTRICAS COM ELEVADO NÚMERO DE FASES**

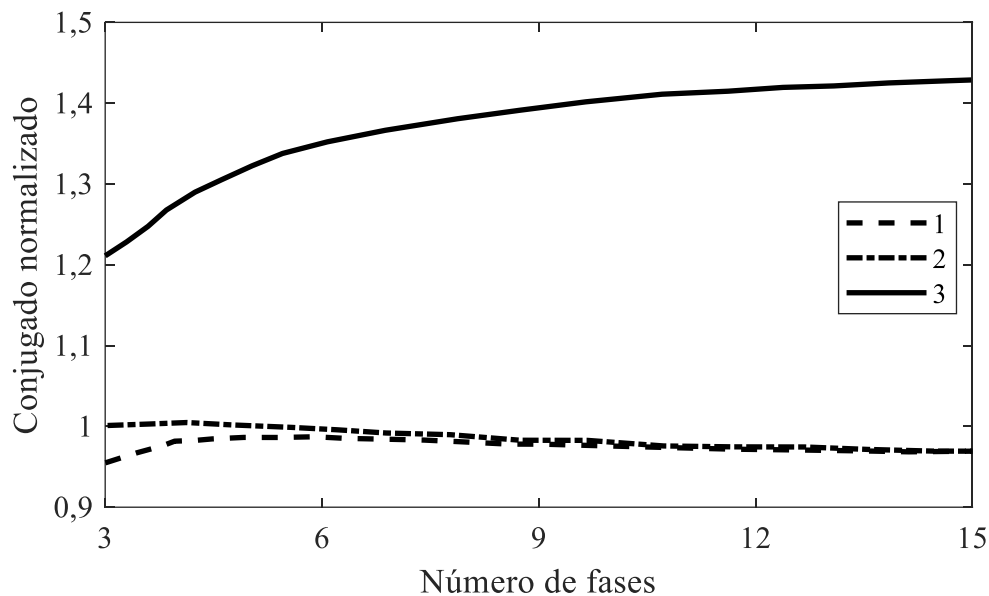
Em máquinas elétricas, o número de fases é definido pelo agrupamento dos enrolamentos formando um sistema elétrico equilibrado.

Um sistema elétrico polifásico é definido quando o número  $m$  de fases é igual ou superior a 2,  $m \geq 2$ . No tocante ao número de fases, um sistema elétrico polifásico é considerado com um elevado número de fases (*Multiphase*) quando possui mais do que 3 fases.

Nas máquinas elétricas acionadas eletronicamente, o número de fases é um grau de liberdade ao projeto que agrega diversas vantagens relacionadas ao desempenho do sistema, entre elas a melhor tolerância a falhas incluindo a possibilidade de estratégias de controle para minimizar os efeitos pela perda de uma ou mais fases – curto-circuito ou circuito aberto, o significativo aumento do conjugado eletromagnético pela inclusão de harmônicas de corrente na armadura e as menores oscilações de origem eletromagnética, (PARSA, 2005). Para um elevado número ímpar de fases, as harmônicas de corrente, exceto as de sequência zero, efetivamente colaboram para a produção de conjugado eletromagnético (AYDIN, M.; LIPO, 2006). Para um número par de fases, é necessária a redução do sistema polifásico, que envolve condições de simetria rotacional no caso das máquinas elétricas rotativas através da relação entre o número de fases e o número de regiões simétricas; se o resultado for ímpar, é obtido um sistema elétrico normal, ou seja, é um sistema equilibrado em conexão estrela sem a necessidade da conexão de neutro para a circulação da corrente; se o resultado for par, o sistema é dito reduzido e invariavelmente necessita da conexão de neutro para a circulação de corrente (PYRHÖNEN; JOKINEN; HRABOVCOVÁ, 2013).

Em máquinas elétricas com distribuição espacial retangular do campo magnético no entreferro existe um ganho significativo para o conjugado eletromagnético em função do aumento do número de fases, conforme pode ser observado na Figura 5 e na Tabela 1 (PEREIRA, 1998). A curva 1 é para campo senoidal e enrolamento distribuído; a curva 2 é para campo senoidal e enrolamento concentrado; e a curva 3 é para campo retangular e enrolamento distribuído ou concentrado.

**Figura 5 – Conjugado eletromagnético de pico em função do número  $m$  de fases.**



Fonte: adaptado de (PEREIRA, 1998).

**Tabela 1 – Valor de pico do conjugado em função do número de fases da máquina.**

		Número de fases							
Campo	Enrolamento	3	5	7	9	11	13	15	$\infty$
Senoidal	distribuído	0,955	0,986	0,985	0,98	0,975	0,972	0,969	0,943
	concentrado	1	1,003	0,993	0,985	0,979	0,974	0,971	0,943
Retangular	distribuído	1,209	1,325	1,371	1,396	1,412	1,423	1,431	1,481
	concentrado	1,209	1,325	1,371	1,396	1,412	1,423	1,431	1,481

Fonte: adaptado de (PEREIRA, 1998).

## 2.4. ASPECTOS DE PROJETO DAS MÁQUINAS ELÉTRICAS DE FLUXO AXIAL

Nesta seção são tratados os aspectos de projeto relacionados às máquinas elétricas de fluxo axial.

### 2.4.1. Equações de Dimensionamento

As equações de dimensionamento servem ao propósito da determinação inicial das dimensões para a máquina elétrica através de valores estimados para as grandezas eletromagnéticas nos materiais, no entreferro da máquina e para o desempenho na

conversão eletromecânica de energia.

(CAMPBELL, 1974) introduziu uma equação para a potência eletromagnética de máquinas elétricas CC de fluxo axial em função de parâmetros básicos

$$P_{em} = \pi \omega_m A_r (R_i) B_{av} (R_o^2 - R_i^2) R_i, \quad (1)$$

onde  $\omega_m$  é a velocidade angular mecânica,  $A_r (R_i)$  é o carregamento elétrico específico em [A/m] avaliado no raio interno,  $B_{av}$  é a densidade de fluxo média em um passo polar do rotor no entreferro e  $R_i$  e  $R_o$  são os raios interno e externo, respectivamente. Através desta equação o valor ótimo para a relação  $k_r$ , entre  $R_i$  e  $R_o$ , que maximiza o conjugado eletromagnético é igual a  $\sqrt{3}/3 \approx 0,5774$ . Por ser uma máquina sem ranhuras na armadura, o autor considerou o “momento da densidade de fluxo” como o valor médio do produto entre a densidade de fluxo magnético axial e o raio, considerando a distribuição espacial no sentido radial.

De acordo com (VUN; MCCULLOCH, 2015), a potência eletromagnética pode ser descrita por

$$P_{em} = \frac{m}{m_1} \pi^2 k_e k_i k_p B_g A_r \frac{f_e}{p} (1 - k_r^2) (1 + k_r) R_o^3, \quad (2)$$

onde:  $m$  é o número de fases,  $m_1$  é o número de fases em cada armadura,  $k_e$  é a constante de força eletromotriz, que incorpora o fator de distribuição e passo do enrolamento,  $k_i$  é o fator de forma para a forma de onda da corrente,  $k_p$  é o fator de forma para a forma de onda da potência elétrica,  $B_g$  é o valor de pico para a densidade de fluxo no entreferro em Tesla,  $A_r$  é o carregamento linear de corrente radial em [A/m],  $f_e$  é a frequência elétrica em [Hz],  $p$  é o número de pares de polos,  $k_r$  é a razão entre os raios interno e externo e  $R_o$  é o raio externo em metro, ambos para o volume do entreferro.

O carregamento linear de corrente, em [A/m], avaliado no raio médio do entreferro pode ser descrito por

$$A_r = \frac{2m_1 N_{turns/ph} I_{rms}}{\pi R_o (1 + k_r)}, \quad (3)$$

onde  $N_{turns/ph}$  é o número de espiras por fase e  $I_{rms}$  é o valor eficaz da corrente elétrica.

#### 2.4.2. Número $q$ Fracionário $\leq 1/2$ e Enrolamentos Concentrados

A utilização de um número fracionário de ranhuras/polo/fase,  $q \leq 1/2$ , em máquinas elétricas implica a aplicação de enrolamentos concentrados sobre os dentes da armadura (*Tooth Coil – TC*), sendo uma técnica de projeto que visa a melhoria da caracterização de desempenho da máquina (BIANCHI, N.; DAI PRÉ, M.; ALBERTI, L.; FORNASIERO, 2007), (EL-REFAIE, 2010). Uma vantagem desta técnica é a obtenção de um grande número de polos no rotor em relação ao número de ranhuras na armadura, fato que, pelo menor fluxo interpolar e considerando uma mesma armadura de fluxo axial, permite a redução do comprimento axial da coroa dos rotores, tendendo a aumentar significativamente a densidade de conjugado e o conjugado específico. Outra vantagem é a redução da oscilação de conjugado pela variação da relutância intrínseca às aberturas das ranhuras em função da posição espacial relativa entre o rotor e a armadura.

De acordo com (CROS; VIAROUGE, 1999) existem diversas vantagens na utilização de enrolamentos concentrados, principalmente no tocante ao menor volume de material condutor inativo nos enrolamentos (cabeceiras) e a inerente separação física.

O número de ranhuras está relacionado com o número de fases do sistema

$$\begin{aligned} Q_A &= m k_A \\ k_A &\in \mathbb{N}_{>0} \end{aligned} \quad (4)$$

O número de pares de polos no rotor é um número natural

$$p \in \mathbb{N}_{>0} . \quad (5)$$

Para um número  $q$  fracionário inferior a  $1/2$ , a diferença entre o número de ranhuras e o número polos é

$$\begin{aligned} Q_A - 2p &= \pm\alpha \\ \alpha &\in \mathbb{N}_{>0} \end{aligned} , \quad (6)$$

onde  $\alpha$  determina a inerente frequência de defasagem espacial entre os polos do rotor e as ranhuras com enrolamentos concentrados nos dentes. Para  $\alpha = 1$  o conjugado é produzido em uma única região, resultando em uma força tangencial equivalente aplicada no raio médio da distribuição, originando uma força radial de reação nos mancais. É importante observar que  $2p$  é um número par, portanto, quando  $\alpha = 1$ ,  $Q_A$  é ímpar.

O número de regiões com simetria rotacional é determinada pela periodicidade,  $t_{2p}$ , determinada pelo maior divisor comum – MDC entre  $Q_A$  e  $2p$  (GIERAS; WANG; KAMPER, 2008), obtido por

$$t_{2p} = \text{MDC}(Q_A, 2p). \quad (7)$$

De acordo com (PYRHÖNEN; JOKINEN; HRABOVCOVÁ, 2013), as máquinas com  $q \leq 1/2$  são definidas em função das máquinas base (análogo a 1 polo em máquinas com  $q$  inteiro) replicadas  $t_{2p}$  vezes na circunferência da máquina. A harmônica espacial de operação síncrona da máquina é determinada em função da máquina base, definida quando

$$t_p = \text{MDC}(Q_A, p) = 1, \quad (8)$$

sendo esta ordem harmônica espacial definida por  $\nu = p$ . Como exemplo, a máquina com  $Q_A = 12$  e  $2p = 8$  de acordo com (7) possui  $t_{2p} = 4$ , significando que a máquina é composta por 4 regiões com simetria rotacional, implicando na máquina base com  $Q_A = 12/4 = 3$  e  $2p = 8/4 = 2$ , que de acordo com (8) resulta  $t_p = 1$  e, portanto, a ordem



harmônica espacial síncrona é  $p = 1$ . Outro exemplo é a máquina definida por  $Q_A = 12$  e  $2p = 10$ , que de acordo com (7) possui 2 regiões simétricas e de acordo com (8) possui  $t_p = \text{MDC}(12,5) = 1$ , implicando ser a máquina base propriamente dita e, portanto, a harmônica espacial síncrona dominante possui a ordem  $p = 5$ , também denominada harmônica de operação síncrona da máquina. As máquinas derivadas de um múltiplo das máquinas base com  $p = 1$  não possuem conteúdo sub-harmônico espacial, uma vez que esta é a menor ordem harmônica espacial. As máquinas base com  $p > 1$  possuem uma distribuição em frequência de sub-harmônicas espaciais com velocidades assíncronas, que inserem efeitos adversos.

O número  $q$  de ranhuras/polo/fase pode ser calculado por

$$\begin{aligned}
 q &= \frac{Q_A}{m2p} \\
 &= \frac{k_A m}{m(k_A m \pm \alpha)}, \\
 &= \frac{1}{m \pm \frac{\alpha}{k_A}} = \frac{Z}{n}
 \end{aligned} \tag{9}$$

onde, para a análise de algumas características relacionadas com  $q$ , é utilizada a fração com numerador e denominador como os menores números inteiros,  $Z/n$ , onde  $Z$  representa o número de enrolamentos para a composição dos grupos de fase na máquina base e  $n$  representa o número de polos em uma região de simetria na máquina base. Com  $n$  ímpar o enrolamento é dito de 1º grau, com  $n$  par é de segundo grau (PYRHÖNEN; JOKINEN; HRABOVCOVÁ, 2013).

Outra abordagem quanto à inclusão de sub-harmônicas se dá quando o denominador de  $q = Z/n$  é diferente de 2 (PYRHÖNEN; JOKINEN; HRABOVCOVÁ, 2013).

No projeto eletromagnético de máquinas elétricas rotativas são aplicadas condições de simetria rotacional com o intuito de identificar as possíveis combinações entre o número de ranhuras/polo/fase e o número de camadas do enrolamento que formam um sistema com uma distribuição de forças de ação-reação equilibradas.

De acordo com (PYRHÖNEN; JOKINEN; HRABOVCOVÁ, 2013), as condições de simetria para as máquinas elétricas rotativas com  $q$  fracionário e menor ou igual a  $1/2$  são dependentes do número de pares de polos e de  $n$ , o denominador da fração com números inteiros definido em (9).

A primeira condição de simetria é estabelecida para enrolamentos em camada simples se o número de pares de polos,  $p$ , é divisível por  $n$ . Para enrolamentos em camada dupla a primeira condição de simetria ocorre quando  $2p$  é divisível por  $n$ .

A segunda condição de simetria é estabelecida se a divisão entre  $n$  e  $m$  não resultar um número natural, ou seja, quando o número de polos não seja um múltiplo do número de fases.

De acordo com (GIERAS; WANG; KAMPER, 2008), o número  $Z$  de enrolamentos por grupo de fase é calculado por

$$Z = \frac{Q_A}{mt_{2p}}, \quad (10)$$

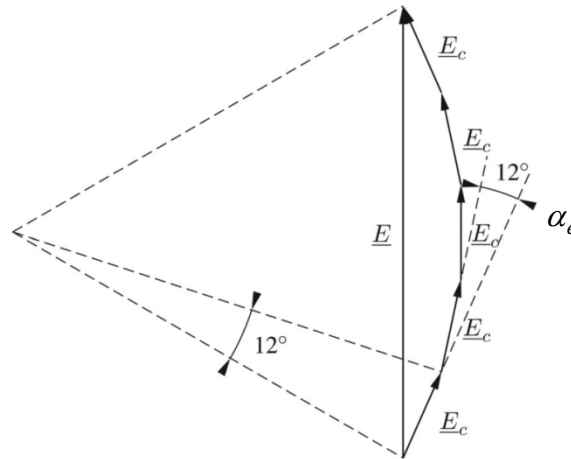
que no caso de máquinas com  $q \leq 1/2$  corresponde ao número de enrolamentos conectados em série por grupo de fase em uma região de simetria.

### 2.4.3. Fator de Enrolamento

De acordo com (VANSOMPEL *et al.*, 2012), cada enrolamento é representado por um fasor  $\underline{E}_c$ , conforme ilustra a Figura 6 com  $Q_A/2p = 15/16$ , conectados

eletricamente em série, originando o fasor  $\underline{E}$  para um grupo de fase, que é uma fração  $k_{dv}$  da soma algébrica das amplitudes da harmônica  $\nu$  pela FEM em cada enrolamento.

**Figura 6 – Diagrama fasorial da ordem harmônica fundamental da FEM para uma fase com  $Q_A/2p = 15/16$ .**



**Fonte:** (VANSOMPEL *et al.*, 2012).

onde:  $\alpha_e$  é o ângulo elétrico de defasagem entre duas ranhuras vizinhas para a tensão induzida a vazio, definido em função da ordem harmônica,  $\nu$ , por

$$\alpha_e = \nu\pi \left( \frac{2p}{Q_A} - 1 \right). \quad (11)$$

De acordo com (GIERAS; WANG; KAMPER, 2008), para as máquinas com  $q \leq 1/2$ , o fator de distribuição para a ordem harmônica  $\nu$  pode ser calculado em função do número de fases e do número  $Z$  de bobinas por grupo de fase, de acordo com:

$$k_{dv} = \frac{\sin\left(\frac{\pi\nu}{2m}\right)}{Z \sin\left(\frac{\pi\nu}{2mZ}\right)}. \quad (12)$$

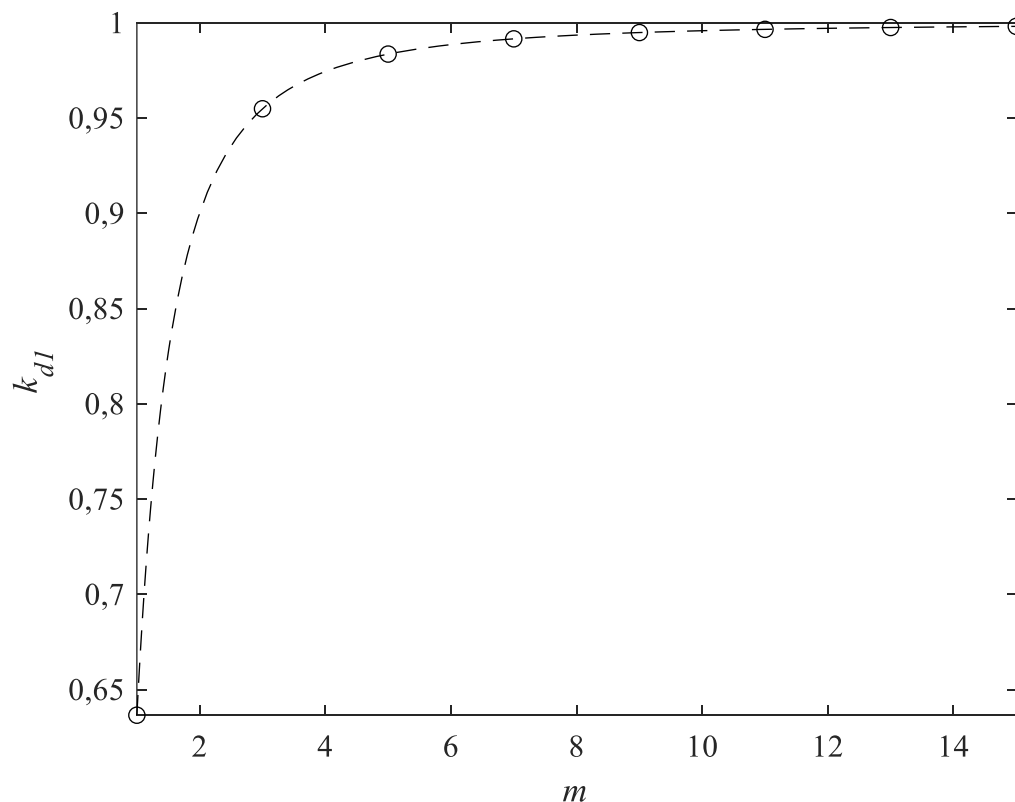
Conforme pode ser observado na Figura 6, o valor limite inferior do fator de distribuição para a fundamental em função do número de fases ocorre quando o número

Z de fasores por grupo de fase tende ao infinito. Tal abordagem é proposta por (PEREIRA, 1998) para o fator de distribuição em função do número de fases para enrolamentos infinitamente distribuídos, de acordo com

$$\lim_{Z \rightarrow \infty} K_{d1}(m) = \frac{2m}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2m}\right) \rightarrow \begin{cases} K_{d1}(1) = 0,6366 \\ K_{d1}(3) = 0,9549 \\ K_{d1}(5) = 0,9836 \\ K_{d1}(15) = 0,9982 \end{cases} . \quad (13)$$

Graficamente, o comportamento de (13) para  $m$  no intervalo [1, 15] pode ser observado na Figura 7, cuja análise permite inferir que a partir de  $m=5$  não existem ganhos significativos pelo fator de distribuição para a ordem harmônica fundamental espacial com enrolamentos infinitamente distribuídos, conforme pode ser observado numericamente em (13).

**Figura 7 – Limite inferior do fator de distribuição pela ordem harmônica fundamental em função de  $m$ .**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

Cada enrolamento ocupa duas ranhuras com uma diferença de fase entre as formas-de-onda da FEM para cada ranhura, reduzindo a amplitude da FEM induzida em um enrolamento de um fator  $k_{pv}$ , denominado fator de passo para a  $v$ -ésima ordem harmônica espacial pelo número de polos no rotor, (GIERAS; WANG; KAMPER, 2008), dado por

$$\begin{aligned} k_{pv} &= \cos(v\alpha_e/2) \\ &= \sin(v\pi p/Q_A) \end{aligned} \quad (14)$$

Considerando (12) e (14), o fator de enrolamento para a ordem harmônica  $v$  é calculado por

$$k_{wv} = k_{dv} k_{pv} \quad (15)$$

De acordo com (PYRHÖNEN; JOKINEN; HRABOVCOVÁ, 2013), o fator de enrolamento faz parte do cálculo das amplitudes relativas das ordens harmônicas para a tensão induzida de fase a vazio e também das amplitudes das ordens harmônicas espaciais produzidas pela corrente na armadura.

#### 2.4.4. Simetrias na Distribuição Espacial do Campo Magnético

A identificação das simetrias na distribuição espacial do campo magnético é importante ao estudo através de modelos analíticos e numéricos, pois proporciona a aplicação de condições de contorno nas fronteiras entre regiões simétricas, reduzindo o problema à solução para uma dessas regiões. Ainda, condições que levem à assimetria na distribuição das forças de ação-reação de origem magnética, em geral, inserem efeitos indesejáveis, tais como forças desbalanceadas e, portanto, reações nos elementos mecânicos que restringem o grau de liberdade ao movimento - mancais, além de vibrações devido às folgas mecânicas e, conseqüentemente, ruídos sonoros.

Em máquinas elétricas rotativas com um número  $q$  inteiro a simetria rotacional está associada ao volume de 1 polo, podendo, no caso de máquinas de fluxo axial com duplo entreferro, ser considerada a simetria na direção axial, com apenas 1 entreferro.

No caso de um número  $q \leq 1/2$  a máquina possui simetrias em função de  $t_{2p}$ . No caso de máquinas girantes, o interesse é por regiões com simetrias rotacionais, com período determinado por  $2\pi/t_{2p}$ . De acordo com (GIERAS; WANG; KAMPER, 2008), quando o número de polos por região,  $2p/t_{2p}$ , é ímpar, a solução do problema eletromagnético pode ser obtida através da aplicação de condições de contorno com periodicidade negativa, ou seja:  $H_s = -H_m$ . No caso de  $2p/t_{2p}$  ser par, devem ser aplicadas condições de contorno com periodicidade positiva, ou seja:  $H_s = H_m$ .

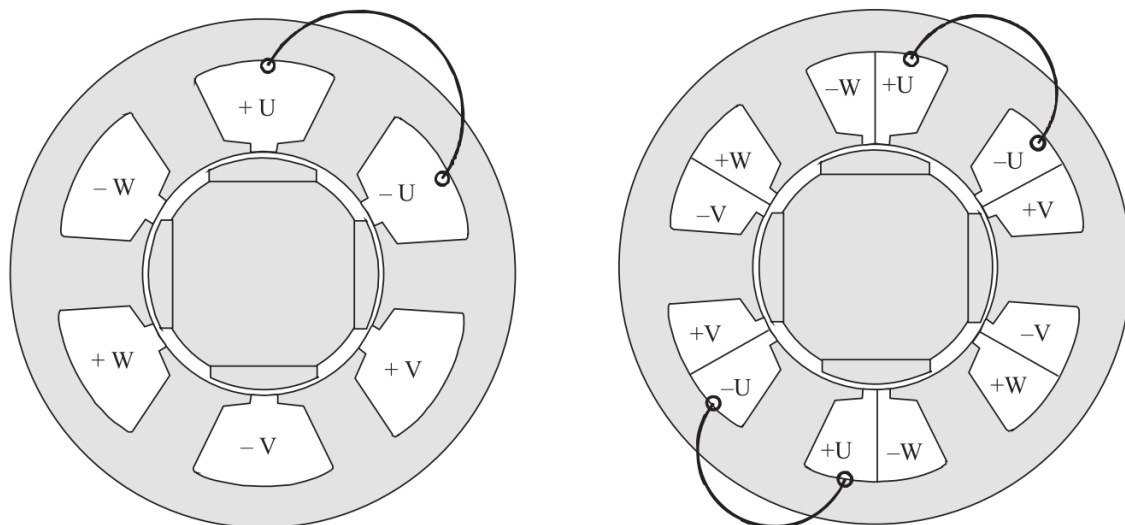
#### 2.4.5. Número de Camadas do Enrolamento

O número de camadas do enrolamento está relacionado com o número de braços dos enrolamentos que compartilham uma mesma ranhura, conforme ilustra a Figura 8, com enrolamentos em camada simples e dupla camada.

Em máquinas com  $q$  fracionário, o número de camadas do enrolamento proporciona diferentes características quanto ao conteúdo harmônico espacial pela *FMM*. (ALBERTI; BIANCHI, 2013) estudam o efeito do número de camadas do enrolamento em máquinas elétricas com  $q$  fracionário comparando enrolamentos com 2 e 4 camadas.

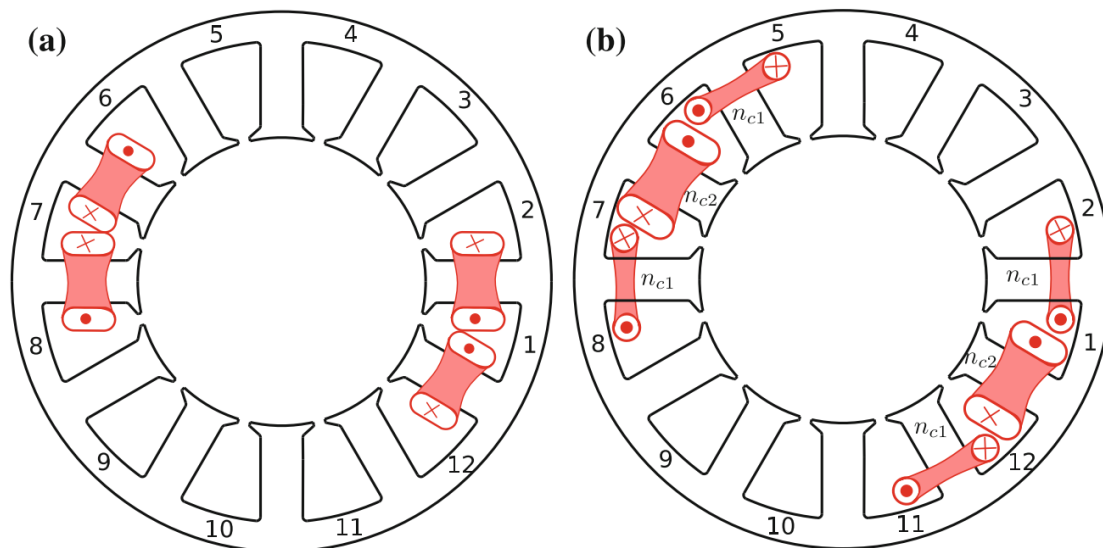
Um maior número de camadas do enrolamento reduz o fator de enrolamento do conteúdo sub-harmônico. Enrolamentos em dupla camada possuem  $1/4$  do fator de enrolamento para as sub-harmônicas em relação a enrolamentos em camada simples (PELLEGRINO *et al.*, 2016). Porém, o efeito do aumento do número de camadas além de 2 não melhora significativamente este aspecto para todo o conteúdo sub-harmônico.

**Figura 8 - Comparação entre enrolamentos concentrados de camada simples e dupla com  $Qa = 6, m = 3, p = 2, q = 1/2$ .**



**Fonte:** (PYRHÖNEN; JOKINEN; HRABOVCOVÁ, 2013).

**Figura 9 – Arranjo dos enrolamentos para uma fase em uma máquina com 12 ranhuras e 10 polos: (a) em dupla camada e (b) otimização com 4 camadas.**



**Fonte:** (PELLEGRINO *et al.*, 2016).

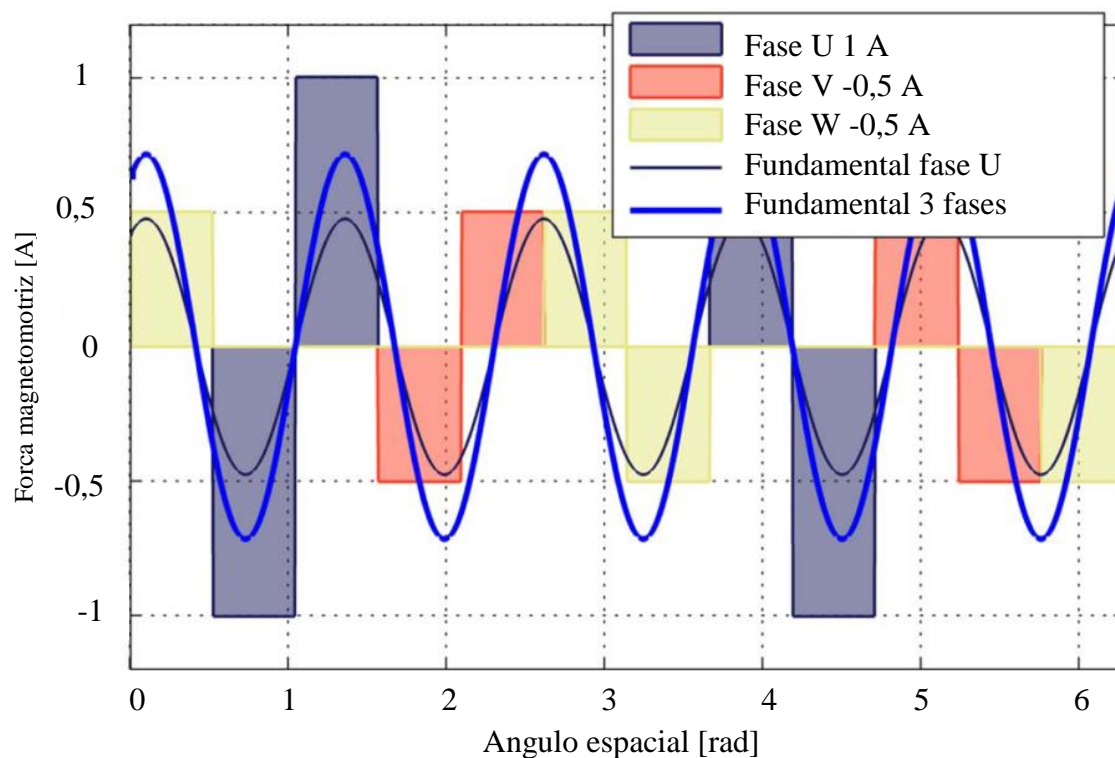
A utilização de enrolamentos com 4 camadas para a redução do conteúdo sub-harmônico da *FMM* consiste em enrolamentos adjacentes para a mesma fase com diferentes números de espiras, conforme pode ser observado na Figura 9. Quando a

relação entre o número de espiras dos enrolamentos for  $\sqrt{3}$  há o cancelamento da sub-harmônica espacial  $\nu=1$ .

#### 2.4.6. Força Magnetomotriz

A função espacial da força magnetomotriz – *FMM*, de fase depende do número de enrolamentos por grupo de fase e do número de camadas do enrolamento. Em máquinas com  $q$  fracionário e enrolamentos concentrados a forma de onda é análoga à da Figura 10, para uma máquina com 12 ranhuras e 10 polos com a fase U no valor de pico da corrente (PONOMAREV *et al.*, 2014).

**Figura 10 – Formas de onda da FMM para uma máquina com 12 ranhuras e 10 polos, com a fase U no valor de pico da corrente.**



**Fonte:** adaptado de (PONOMAREV *et al.*, 2014).



A equação que determina a amplitude da harmônica espacial de operação síncrona,  $v = p$ , da força magnetomotriz, em ampère, é dada por (PYRHÖNEN; JOKINEN; HRABOVCOVÁ, 2013):

$$\hat{\Theta}_{sp} = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \frac{k_{w1} N_{turns/ph}}{p} \frac{1}{2} \sqrt{2} I_{a1} = \frac{mk_{w1} N_{turns/ph}}{\pi p} \hat{i}_{a1}, \quad (16)$$

onde  $N_{turns/ph}$  é o número de espiras por fase,  $I_{a1}$  o valor eficaz e  $\hat{i}_{a1}$  o valor de pico da ordem harmônica fundamental da corrente elétrica na armadura.

Considerando esta abordagem para o cálculo da amplitude da harmônica espacial de operação síncrona  $v=p$  pela *FMM*, a injeção de harmônicas de corrente com o efeito do achatamento da forma de onda da corrente promove o incremento da amplitude da fundamental da corrente em relação ao seu valor de pico. Limitando-se a amplitude máxima da *FMM* em função do campo desmagnetizante nos ímãs permanentes em quadratura, a injeção de harmônicas de corrente como descrito, permite aumentar a amplitude da harmônica de operação síncrona, aumentando o conjugado eletromagnético.

A injeção de harmônicas de corrente aumenta o valor eficaz da forma de onda. Tal aumento é sempre superior ao incremento na amplitude da fundamental, de maneira que a constante de conjugado em [Nm/A<sub>rms</sub>] é reduzida. O limite teórico pode ser estimado através de uma forma de onda quadrada com amplitude unitária para a corrente, que possui amplitude da fundamental estimada pela série infinita de Fourier em  $4/\pi = 1,2732$ , ou seja, aumenta em 27,32% a amplitude da fundamental síncrona e, por consequência, o conjugado eletromagnético síncrono médio, porém possui um valor eficaz unitário, fato que representa um aumento de  $\sqrt{2} = 1,4142$  no valor eficaz em relação à apenas a fundamental com amplitude unitária, obtendo-se ao final uma constante de conjugado síncrono  $K_{tem} = 1,2732/1,4142 \approx 0,9$  em relação ao valor unitário obtido com apenas a fundamental da corrente. Tal aspecto é relevante no desempenho da produção de

conjugado em função do valor limite de temperatura dos enrolamentos da máquina quando em regime permanente, pois impacta negativamente pela maior perda Joule e por consequência no menor rendimento de conversão eletromecânica de energia da máquina; porém produz um conjugado eletromagnético superior ao gerado apenas pela fundamental da corrente com amplitudes idênticas para as formas de onda da corrente na armadura.

Através do exposto, observa-se que a técnica da injeção de harmônicas de corrente aumenta o conjugado eletromagnético, porém reduz a constante de conjugado, reduzindo, por consequência, o rendimento na conversão de energia. Desta forma, tal técnica é realmente efetiva ao desempenho global da máquina apenas a partir de obtido o valor limite da *FMM* em função do campo desmagnetizante nos ímãs permanentes, permitindo a obtenção de maior conjugado em situações limite (em geral por alguns segundos), ao custo de um menor rendimento global.

#### 2.4.7. Aberturas das Ranhuras

As aberturas das ranhuras afetam o máximo valor da *FMM* quanto à desmagnetização dos ímãs permanentes em função do entreferro, do seu comprimento na direção de magnetização e das características dos materiais. De acordo com (PELLEGRINO *et al.*, 2016), também são inseridas harmônicas espaciais com o mesmo fator de enrolamento da fundamental espacial,  $v = p$ , que não podem ser suprimidas por técnicas para a redução do conteúdo harmônico espacial da *FMM* aplicadas aos enrolamentos. A ordem das harmônicas de ranhura pode ser obtida por:

$$v = kQ_A \pm p, \quad (17)$$

onde  $k \in \mathbb{N}_{>0}$ .

Em armaduras segmentadas em um único dente a dimensão da abertura das ranhuras não possui restrição pela bitola dos condutores, pois o enrolamento é construído individualmente em cada segmento com a sua posterior montagem formando a armadura completa.

#### 2.4.8. Oscilações de Conjugado

As oscilações de conjugado eletromagnético são inerentes às máquinas elétricas cíclicas devido à discretização da geometria da armadura pelo número de fases e à natureza cíclica do fenômeno de interação eletromagnética que gera as forças de ação-reação entre o estator e o rotor; especificamente, em máquinas síncronas, a força magneto motriz pela corrente alternada em função do ângulo elétrico na armadura e a posição relativa do rotor.

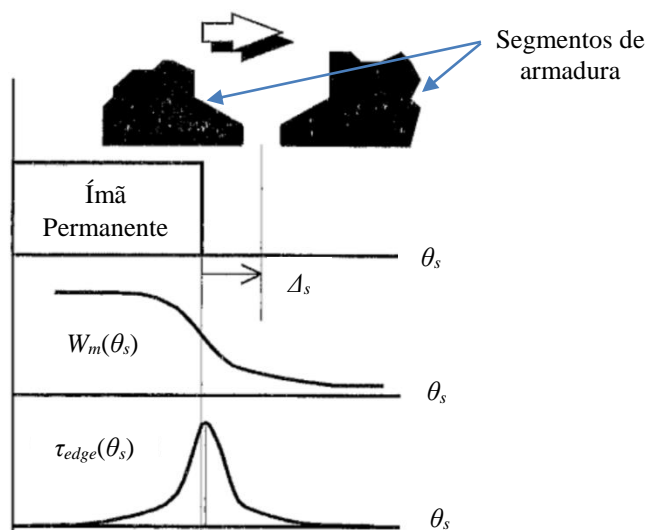
Em máquinas com armaduras ferromagnéticas e ranhuras abertas ou semifechadas há a inserção parasita do conjugado de relutância - *Cogging Torque*, originado pela variação da energia magnética no entreferro em função da posição relativa entre os polos do rotor e as ranhuras, conforme ilustra a Figura 11 (BIANCHI, N.; DAI PRÉ, M.; ALBERTI, L.; FORNASIERO, 2007). Nesta figura é mostrada a variação da energia magnética  $W_m(\theta_s)$  e do conjugado de relutância  $\tau_{edge}(\theta_s)$  em função ângulo espacial  $\theta_s$  quando um ímã permanente passa em frente aos segmentos da armadura. Esta oscilação de conjugado se superpõe ao conjugado eletromagnético de maneira significativa, originando vibrações e ruídos sonoros.

Para as máquinas com  $q \leq 1/2$  o número de períodos para o conjugado de relutância em 1 passo de ranhura, é definido por

$$N_{p\_Cog} = \frac{2p}{t_p}, \quad (18)$$

fato oriundo pela inerente defasagem angular entre os diferentes números de polos e de ranhuras.

**Figura 11 – Origem do conjugado de relutância.**



**Fonte:** adaptado de (BIANCHI, N.; DAI PRÉ, M.; ALBERTI, L.; FORNASIERO, 2007).

A geometria da face polar dos ímãs permanentes nas máquinas de fluxo axial modifica o comportamento do conjugado de relutância pela inserção de um efeito análogo ao *skew*, pela distribuição radial da taxa de variação da energia pelas aberturas das ranhuras. (AYDIN, Metin; GULEC, 2014) estudam diversas geometrias para a face polar dos ímãs permanentes e o seu efeito na minimização do conjugado de relutância.

A influência dimensional das aberturas das ranhuras em máquinas elétricas de fluxo axial com ímãs permanentes na superfície e armadura segmentada é estudada por (SERGEANT; VANSOMPEL; DUPRÉ, 2016). Existe um valor de compromisso entre a minimização das aberturas, o fluxo disperso entre segmentos adjacentes, o conjugado de relutância e o desempenho da máquina na produção de conjugado em função da corrente na armadura.

A variação da permeância no rotor em relação à posição do eixo magnético gera uma variação de permeância para o campo magnético da *FMM*, com um conteúdo harmônico que interage com as harmônicas espaciais pela *FMM* originando oscilações de conjugado. Em máquinas com ímãs permanentes montados na superfície do rotor este efeito é minimizado pela pequena permeabilidade relativa dos ímãs permanentes.

## **2.5. MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS MACIOS PARA A ARMADURA SEGMENTADA**

Nesta seção são apresentados os principais materiais considerados para o projeto da armadura segmentada da máquina elétrica de fluxo axial.

Quanto à caracterização magnética, o material ferromagnético para os segmentos da armadura deve possuir elevadas permeabilidade relativa e densidade de fluxo magnético de saturação, além de um baixo campo coercitivo. Este tipo de material é classificado como ferromagnético macio, termo originado devido a elevada indução magnética relativa obtida através da aplicação de um campo magnético externo.

De modo geral, os materiais para esta aplicação possuem condutividade elevada, tornando a aplicação em dispositivos eletromagnéticos com variação temporal de fluxo magnético bastante sensível quanto às perdas por correntes parasitas induzidas. A utilização de empilhamentos de materiais laminados com isolamento galvânico superficial reduz significativamente este problema, sendo efetivo para um circuito magnético no plano da laminação, devendo-se evitar fluxos magnéticos ortogonais. Outra abordagem é oriunda da tecnologia do pó metálico, formando materiais homogêneos macroscopicamente, com baixa condutividade.

Atualmente, existem algumas alternativas quanto à escolha do tipo de material a ser empregado na produção dos segmentos da armadura da máquina. A seguir são citados e discutidos os pontos relevantes para alguns materiais considerados neste trabalho.

### **2.5.1. Compósito Magnético Macio de Grão Isolado – SMC**

São materiais ferromagnéticos macios obtidos a partir da tecnologia do pó de ferro e aglutinantes. Macroscopicamente, é um material sólido homogêneo de grão isolado galvanicamente, possuindo característica isotrópica de permeabilidade magnética e de condutividade elétrica, possibilitando uma distribuição tridimensional do fluxo magnético.

Um dos principais fabricantes é a empresa HÖGANÄS, que disponibiliza uma extensa linha de produtos com diferentes tamanhos de partícula. O processo de obtenção de peças do material SMC em grande escala é por moldagem e compactação em atmosferas gasosas específicas e temperaturas apropriadas. Para a confecção de protótipos, o fabricante fornece o *Somaloy<sup>®</sup> Prototyping Material - SPM*, um material de prototipação por usinagem mecânica.

O SMC não faz parte do estudo neste trabalho, servindo apenas como referência de um material aplicado historicamente na topologia YASA.

### **2.5.2. Aço Elétrico Laminado a Frio**

É o material comumente empregado na indústria para aplicações em baixa-frequência. Possui excelentes propriedades magnéticas e mecânicas para a aplicação em máquinas elétricas. De acordo com (BOZORTH, 2003), a composição química da liga metálica é formada predominantemente pelos elementos ferro e silício, este último em até 6%, sendo a densidade do material diminuída à medida que se aumenta o teor de silício. Para a obtenção do material na forma final é aplicado o processo de laminação a frio. Existem dois tipos básicos de produção do material laminado: o de grão não orientado (isotrópico) e o de grão orientado (anisotrópico).

Devido à característica principal de fluxo magnético unidirecional em máquinas elétricas de fluxo axial com duplo rotor e armadura segmentada, a utilização de materiais laminados planos podem ser benéfica pela grande permeabilidade relativa e pequenas perdas magnéticas em relação ao SMC.

#### **2.5.2.1. Aço Elétrico de Grão não Orientado – NGO**

As armaduras das máquinas elétricas de fluxo radial produzem, primariamente, uma distribuição espacial bidimensional do fluxo magnético no plano radial, necessitando um material ferromagnético isotrópico de forma a não serem inseridas variações de relutância pela variação espacial da permeabilidade do material ao movimento do rotor e ao campo girante. Portanto, são projetadas e construídas utilizando laminação de ferro-silício de grão não orientado, considerado isotrópico no plano de laminação.

O aço elétrico de grão não orientado, de forma geral, apresenta maior permeabilidade magnética de pico quando comparado com o SMC, além de menores perdas magnéticas específicas. Entretanto, quando comparado com material de grão orientado, a permeabilidade magnética e a densidade de fluxo magnético de saturação são inferiores, além da potência específica de perda magnética ser maior.

#### **2.5.2.2. Aço Elétrico de Grão Orientado – GO**

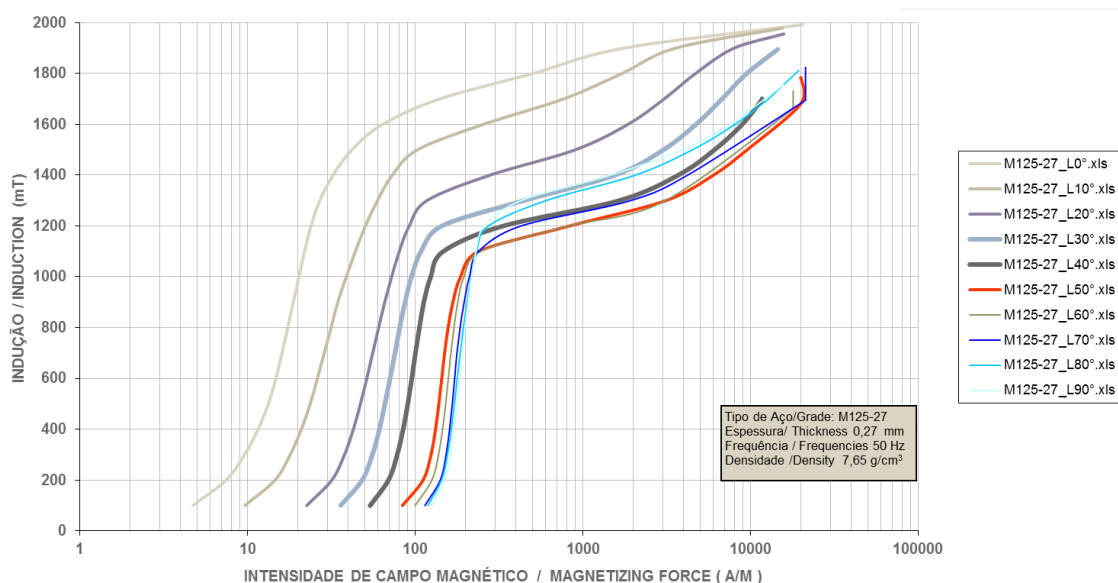
A orientação do grão é obtida através de um recozimento, de tal forma que o material é recristalizado com uma orientação favorável e purificado ao mesmo tempo (redução do teor de carbono), aumentando a sua permeabilidade.

A principal aplicação é o núcleo ferromagnético dos transformadores de potência, devido à geometria retangular do circuito magnético, favorecendo o fluxo magnético

concatenado pelos enrolamentos em uma distribuição com direção preferencial, enquanto a menor permeabilidade nas outras direções diminui o fluxo disperso.

Na Figura 12 são ilustradas as curvas de caracterização magnético do material M125-27 a 50 [Hz], com espessura nominal de 0,27 [mm], produzido pela Aperam do Brasil. Também são incluídos os resultados para a anisotropia magnética com 10 curvas em função do ângulo entre o campo magnetizante e o ângulo de orientação do grão (com legenda L0°-L90°). Na Figura 13 são apresentados os resultados para a perda magnética específica, com 10 curvas em função do ângulo entre o campo magnetizante e o ângulo de orientação do grão (com legenda L0°-L90°), onde se percebe a tendência do aumento das perdas à medida que o fluxo magnético diverge da direção de orientação do grão.

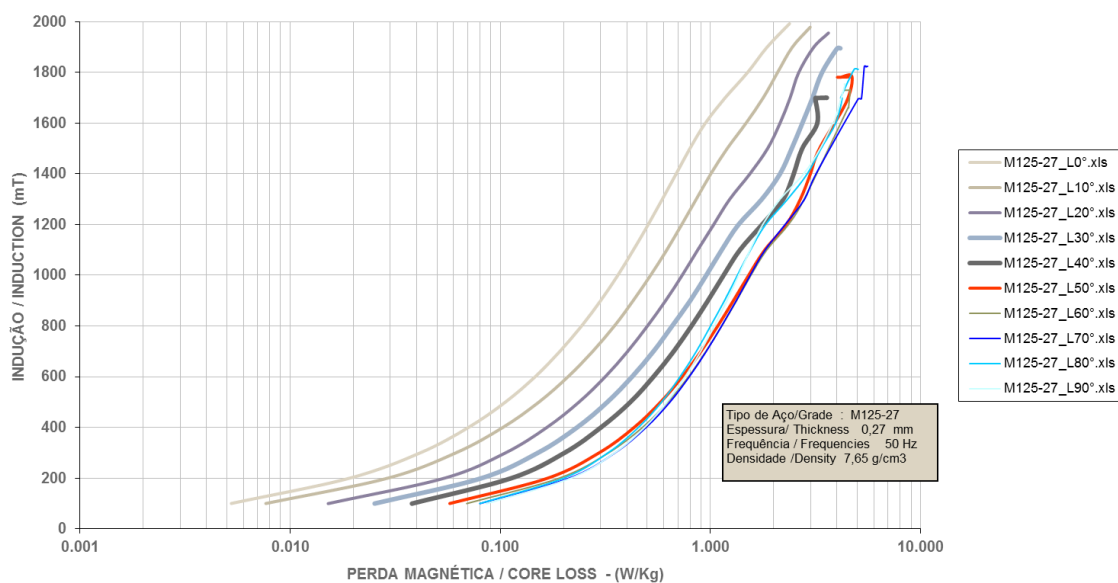
**Figura 12 – Curvas de magnetização para o M125-27 a 50 [Hz].**



**Fonte:** adaptado a partir de dados fornecidos pelo fabricante APERAM.



**Figura 13 – Curvas de perda magnética específica para o M125-27 a 50 [Hz].**



**Fonte:** adaptado a partir de dados fornecidos pelo fabricante APERAM.

## 2.6. USO DE LAMINAÇÃO NOS SEGMENTOS DA ARMADURA

O SMC é o material genericamente utilizado na construção dos segmentos da armadura, possuindo algumas vantagens em relação aos materiais laminados: a possibilidade de caminhos tridimensionais complexos para o fluxo magnético nos dentes, possibilitando uma geometria tridimensional com relativa facilidade (SERGEANT; VANSOMPEL; DUPRE, 2014), permitindo a extensão do entreferro na direção radial englobando as cabeceiras dos enrolamentos, fato que aumenta a produção de conjugado eletromagnético através do aumento do raio externo no entreferro para uma dimensão externa invariante. Porém, os materiais magnéticos macios laminados possuem vantagens em relação ao SMC: maior permeabilidade, maior densidade de fluxo de saturação, menores perdas magnéticas e maior rigidez mecânica. Considerando uma abordagem com grande carregamento magnético e pequeno carregamento elétrico, o volume das cabeceiras dos enrolamentos é menos significativo nas perdas Joule e no volume da máquina, possibilitando a hipótese de um desempenho superior pela utilização de materiais laminados para os segmentos da armadura.

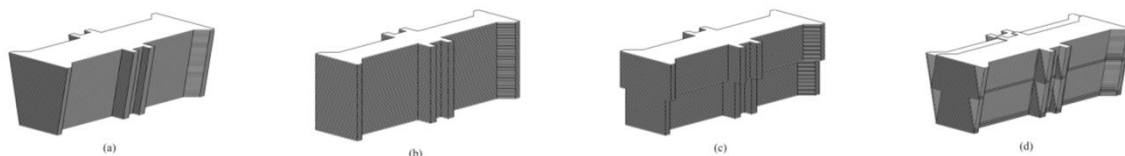
A utilização de materiais laminados também insere a anisotropia magnética na direção de empilhamento das lâminas, devido à presença de material isolante na superfície e imperfeições da planicidade; ambos os aspectos estão incluídos no fator de ocupação volumétrico do material ferromagnético – Fator de laminação.

De acordo com (KOWAL *et al.*, 2010), devido à ausência da coroa na armadura, o fluxo nos segmentos da armadura é predominantemente na direção axial. Portanto, a topologia YASA possui a vantagem de possibilitar empilhamentos na direção radial de materiais laminados para a construção dos segmentos da armadura. De acordo com os autores é possível a utilização de materiais laminados de grão orientado, caracterizados pela maior densidade de fluxo magnético de saturação e maior permeabilidade na direção de orientação do grão que o de grão não orientado. A anisotropia dos materiais de grão orientado contribui na minimização do fluxo disperso. Os resultados comparativos de desempenho, sob as mesmas condições, entre os materiais de grão orientado em relação ao de grão não orientado resume-se em: as perdas magnéticas são 7 vezes menores e a constante de torque é 10% superior. Neste caso específico, a grande diferença nas perdas magnéticas é devido à escolha dos materiais NGO e CGO, com a diferença na caracterização da potência específica com a mesma ordem de grandeza, 7 e 1 [W/kg], respectivamente.

Para a maximização do desempenho e das figuras de mérito relacionadas à massa e ao volume, a geometria dos segmentos da armadura tende ao trapézio, dificultando a sua obtenção com materiais laminados através das técnicas de estampagem tradicionais, pois, idealmente, cada lâmina possui uma largura específica. Com o objetivo de avaliar a possibilidade de simplificar a construção dos segmentos da armadura, (SERGEANT; VANSOMPEL; DUPRE, 2014) estudaram métodos alternativos de empilhamento utilizando até 2 perfis estampados e compararam com o caso trapezoidal. O rotor da

máquina possui polos constituídos por 2 ímãs permanentes de perfil retangular, de maneira que a abordagem utilizando 2 perfis de estampagem é minimamente aceitável conceitualmente.

**Figura 14 – Empilhamentos laminados para os segmentos da armadura.**



**Fonte:** adaptado de (SERGEANT; VANSOMPEL; DUPRE, 2014).

No caso (a) é obtido o segmento trapezoidal, em (b), com 1 perfil de estampagem é obtido um segmento retilíneo, ambos com fator de ocupação idêntico ao fator de laminação. No caso (c) com 2 perfis estampados é obtido um perfil com degrau. No caso (d) é obtido um segmento trapezoidal pelo deslocamento lateral de 2 perfis laminados, gerando espaços vazios, com um fator de ocupação inferior ao fator de laminação, gerando regiões de saturação magnética e aumentando as perdas por correntes parasitas pelo fluxo magnético ortogonal à laminação através dos espaços entre as camadas. Ainda assim, de acordo com os autores, o caso (d) é o que mais se aproxima do desempenho para a máquina em relação ao caso (a).

## 2.7. MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS DUROS

Considerando materiais comumente disponíveis para a produção de ímãs permanentes, o maior valor para a densidade de energia magnética armazenada é para as ligas de NdFeB, com valores práticos máximos na ordem de 422 [kJ/m<sup>3</sup>].

As ligas de NdFeB possuem coeficientes negativos dos campos coercitivo normal e densidade de fluxo remanente,  $H_{cB}$  e  $B_{rM}$ , em função da temperatura, sendo acrescentado

o elemento atômico disprósio, Dy, às ligas para melhorar esta característica de desmagnetização e aumentar a temperatura limite de operação. O disprósio é um elemento químico da família Terras-raras, com disponibilidade bastante pequena na crosta terrestre, portanto de custo elevado e limitado na sua ampla utilização.

As ligas cerâmicas, entre elas as de Ferrite, são de boa relação entre custo e energia armazenada, porém de baixa densidade de energia e energia específica. Possuem um coeficiente positivo do campo coercitivo intrínseco,  $H_{CB}$ , e um coeficiente negativo para o campo remanente,  $B_{rM}$ , em função da temperatura.

Os ímãs permanentes estão sujeitos à desmagnetização pela condição de operação à qual o material é submetido, podendo ser parcial ou total, afetando o desempenho da máquina. As causas da desmagnetização são dependentes das distribuições da temperatura e do campo magnético desmagnetizante no material.

A desmagnetização parcial causa efeitos adversos ao funcionamento da máquina, entre eles alterações dos parâmetros, perda de desempenho e desbalanceamento (DE BISSCHOP *et al.*, 2017).

Como regra geral, para uma dada condição limite de temperatura de operação, o limite de conjugado é dependente da corrente na armadura, pelo efeito da reação da armadura, podendo ocasionar a desmagnetização quando o campo magnético resultante no volume do material magnetizado ultrapassa o valor limite para o campo magnético coercivo.

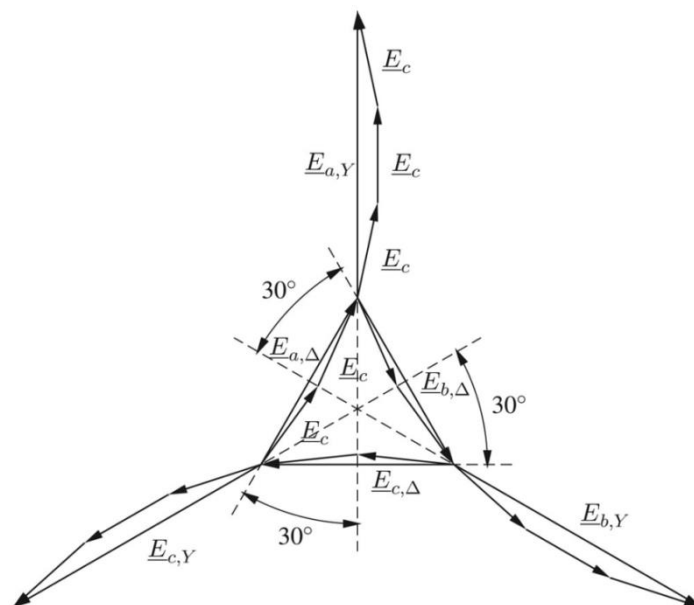
## **2.8. O ESTADO DA ARTE**

O estado da arte é abordado historicamente a partir dos trabalhos (WOOLMER; MCCULLOCH, 2006, 2007), tratados parcialmente na introdução deste documento. São

apontadas as principais contribuições publicadas até o momento para a topologia YASA de fluxo axial.

(VANSOMPEL *et al.*, 2012) comentam o baixo fator de enrolamento para máquinas com  $q$  fracionário e enrolamentos concentrados, além do seu impacto no conjugado eletromagnético. Em vista disso, os autores propõem a conexão combinada estrela-triângulo em comparação com a conexão em estrela para os enrolamentos da armadura, de forma a melhorar o desempenho para a mesma densidade de corrente aplicada, uma vez que o fator de enrolamento da fundamental é superior. A circulação da corrente de sequência-zero aumenta as perdas nos enrolamentos conectados em triângulo, porém o fluxo magnético de sequência-zero nestes polos é suprimido, influenciando a distribuição espacial da densidade de fluxo magnético e diminuindo as perdas por correntes parasitas nos materiais ferromagnéticos.

**Figura 15 - Diagrama fasorial trifásico para a conexão combinada estrela-triângulo para uma máquina com número fracionário de ranhuras/polos no estator/rotor igual a 15/16.**



Fonte: (VANSOMPEL *et al.*, 2012).

São estudadas diversas combinações de ranhuras/polos com  $q$  fracionário e os fatores de enrolamento que permitem a realização de um sistema trifásico equilibrado, sendo escolhida a relação 15/16 (sem simetria rotacional) com fator de enrolamento para a conexão em estrela igual a 0,9514 e, para conexão em estrela-triângulo igual a 0,9836. O diagrama fasorial trifásico para a conexão combinada estrela-triângulo é apresentado na Figura 15.

(VANSOMPEL *et al.*, 2015) propõem uma abordagem acoplada entre os problemas eletromagnético e térmico. Os autores utilizam a técnica de modelos individuais de um segmento do estator e do rotor, vinculando-os por equações analíticas da transferência de calor por convecção com diferentes condições de contorno. A técnica de modelagem eletromagnética e térmica acopladas é validada com medidas em uma máquina YASA de fluxo axial com potência de 4 [kW].

**Figura 16 - Imagem termográfica de uma máquina YASA de fluxo axial com potência de 4 [kW].**



**Fonte:** (VANSOMPEL *et al.*, 2015).

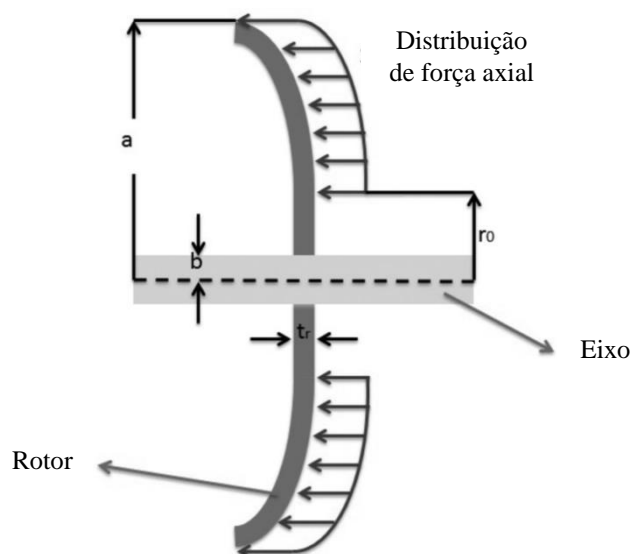
CAMILLERI (2015) apresenta um modelo termo fluido com o intuito de prever a distribuição de temperatura e do fluxo líquido de óleo na armadura de uma máquina YASA de fluxo axial. O modelo foi validado com 6% de diferença para com o caso

experimental, sendo possível a identificação de pontos quentes. Variações na geometria do fluxo de óleo no estator foram analisadas em relação à distribuição de temperatura. A distribuição de temperatura é melhorada e a temperatura dos pontos quentes reduzida em 13 [K]. Os benefícios esperados são relacionados à maior durabilidade do isolamento elétrico ou pelo aumento da densidade de corrente em aproximadamente 7%.

Uma ferramenta analítica unidimensional para o projeto eletromagnético e estrutural da topologia é proposto por (VUN, 2015), de forma a atender as necessidades de desempenho e restrições. Um processo de otimização multicritério é aplicado para determinar uma concepção otimizada. São apresentados mapas de referência de projeto que mostram graficamente as relações e a melhor combinação entre cada função objetivo. É comparado o projeto de dois estudos de caso e a diferença entre os parâmetros para uma máquina construída, com potência de 50 [kW]. É abordado o problema do estresse mecânico pela força axial de atração entre os rotores e a armadura, ilustrado na Figura 17, permitindo o cálculo da espessura axial do disco de aço dos rotores para uma deformação aceitável em função do entreferro.

Para máquinas elétricas com ímãs permanentes montados na superfície, quando a condutividade destes for significativa – como o caso da liga NdFeB pelo processo de sinterização – o efeito da variação de relutância pela armadura e pelo fluxo magnético de fuga entre polos adjacentes provocam a indução de correntes parasitas significativas nos ímãs permanentes. A perda por correntes parasitas induzidas nos ímãs permanentes, ilustrada na Figura 18 por (HEMEIDA, 2015), é associada intrinsecamente com a geração de calor pela densidade de corrente superficial, comprometendo o rendimento e podendo acarretar na desmagnetização dos ímãs permanentes pelo efeito combinado do campo magnético gerado pelas correntes parasitas e a sua temperatura de operação.

**Figura 17 - Estresse mecânico e deformação nos rotores.**



**Fonte:** adaptado de (VUN, 2015).

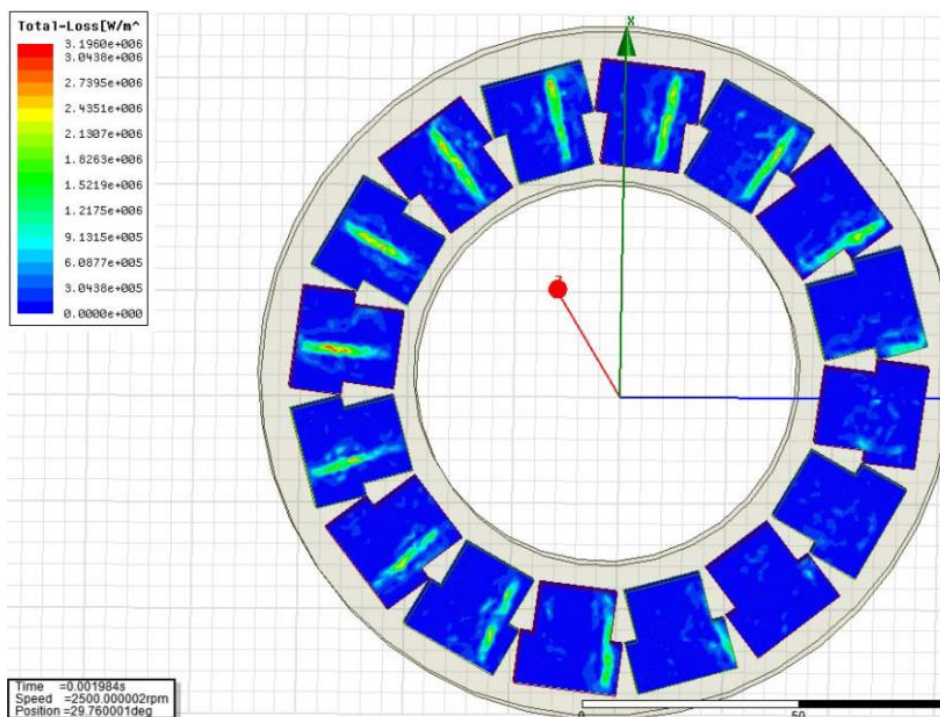
HEMEIDA et al. (2015), faz uma comparação qualitativa entre vários métodos de modelagem das perdas por correntes parasitas induzidas em ímãs permanentes e propõe uma abordagem analítica, pela discretização do volume dos ímãs permanentes, utilizando o cálculo do campo para a obtenção da força eletromotriz induzida e redes RL para a circulação da corrente parasita. Promove que esta solução permite a consideração do campo pela corrente na armadura e o efeito de ranhuras, apresentando um grau de conformidade de 10% para com o resultado numérico tridimensional utilizando o método dos elementos finitos. Também aborda questões relacionadas à segmentação do volume dos ímãs permanentes e o acionamento pela técnica PWM.

No tocante ao número de fases, até o presente momento, a única referência encontrada para a topologia YASA de fluxo axial com o circuito de armadura formando um sistema pentafásico equilibrado é descrito por (JAYASUNDARA; MUNINDRADASA, 2006), concebida como uma máquina CC por comutação eletrônica. Um trabalho, investigando máquinas síncronas de fluxo radial com ímãs permanentes e armadura pentafásica, é apresentado por (PEREIRA, 2002). O estudo considera o modo



de operação como gerador e aplica a FEM a um retificador de onda completa acoplado a uma carga resistiva no barramento CC. PEREIRA resume alguns pontos positivos citados na literatura quanto aos sistemas com número de fases superior a 3, entre eles: a maior densidade de potência e a melhor tolerância a falhas.

**Figura 18 - Perdas por correntes parasitas induzidas no volume dos ímãs permanentes.**



**Fonte:** (HEMEIDA, 2015).

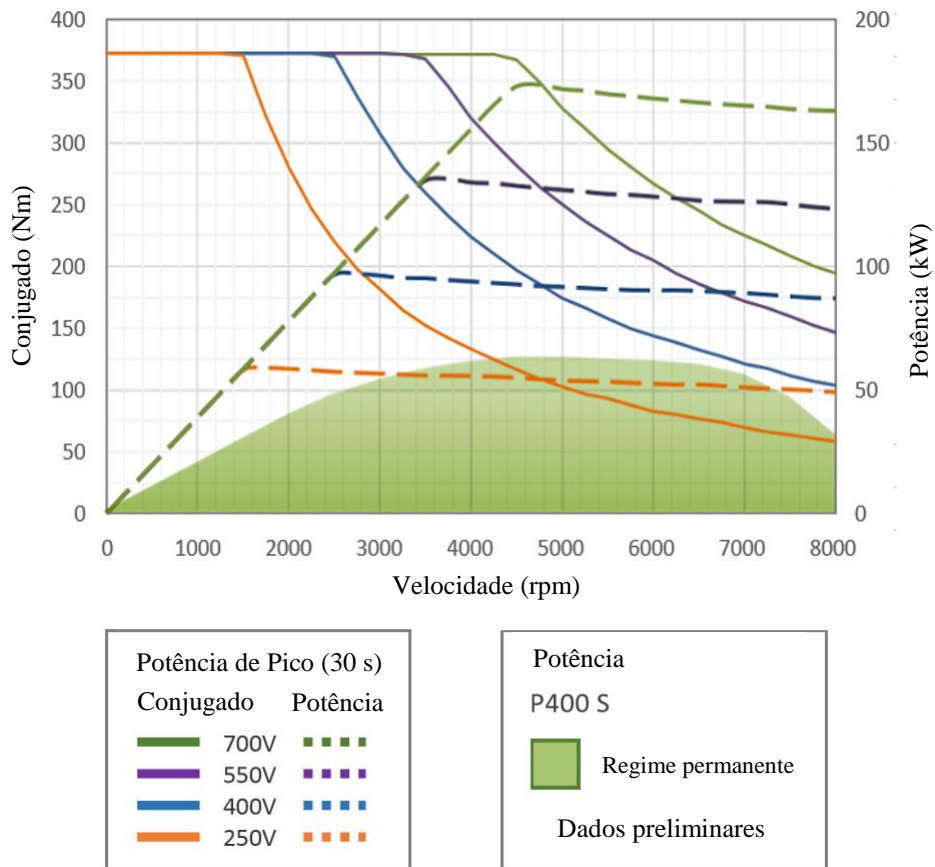
Em 2009, a partir de uma patente concedida, foi criada, no Reino Unido, uma empresa denominada YASA MOTORS, com o objetivo de explorar comercialmente produtos utilizando a topologia. Atualmente, em sua página web são anunciadas 3 séries de máquinas elétricas, com diferentes especificações. A mais recente delas é a série YASA P400, com dimensões de 305 [mm] em diâmetro e 80,4 [mm] de comprimento axial, resultando um volume externo na ordem de 0,00587 [m<sup>3</sup>] e massa a partir de 24 [kg]. O pico de potência é de 180 [kW], gerando uma potência específica com valor máximo em 7,5 [kW/kg] e máximo rendimento de 96% a aproximadamente 6300 [rpm],

sem considerar a potência inserida no sistema de troca térmica. O conjugado máximo é de 390 [Nm], indicando um conjugado específico de 16,25 [Nm/kg] e uma densidade de conjugado na ordem de 66,44 [kNm/m<sup>3</sup>]. Na Figura 19 são apresentadas as curvas de máximos conjugado e potência mecânicos, além da região de máxima potência em regime permanente.

Na Figura 20 é ilustrada a curva de conjugado máximo versus velocidade, incluindo as regiões com escala de cores de isorendimento, combinado em modo motor com o acionamento elétrico para uma tensão de 800 [V] no barramento CC do inversor e corrente eficaz de 450 [A] na armadura. O fabricante não informa a condição específica de obtenção das curvas, porém observando-se a Figura 19 pode-se inferir que os valores fora da região de regime permanente são obtidos pelo tempo limitado em 30 segundos.

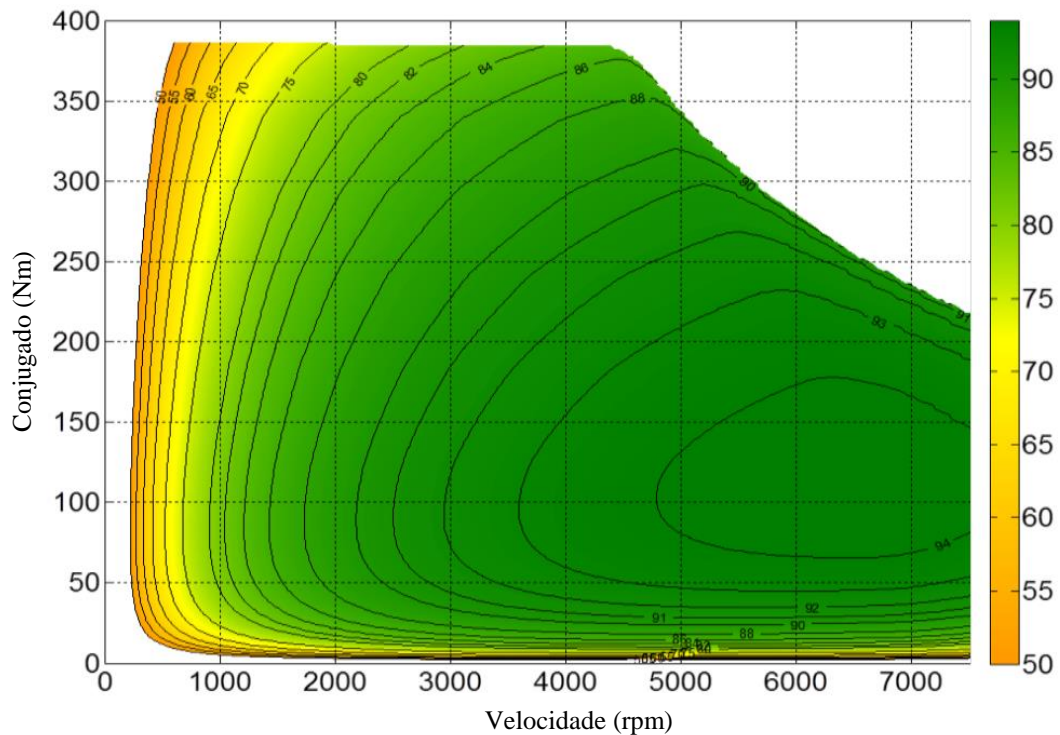
Outro exemplo comercial de máquina de fluxo axial trifásica, porém com dupla armadura e rotor único, é produzido por (Electrodynamics Associates, 2017). A máquina possui um rotor com 12 polos formados por ímãs permanentes e refrigeração líquida das armaduras. As dimensões externas da máquina são: Diâmetro externo igual a 0,635 [m] e comprimento axial igual 0,2667 [m], de forma que o volume externo é 0,08446 [m<sup>3</sup>]. A máxima potência é igual a 1500 [hp] a 4500 [rpm], portanto o máximo conjugado mecânico é igual 2,375 [kNm] nesta condição, resultando em uma densidade de conjugado na ordem de 28,12 [kNm/m<sup>3</sup>].

**Figura 19 – Curvas de conjugado e potência para o modelo P400 S.**



Fonte: adaptado de (YASA-MOTORS, 2018).

**Figura 20 - Rendimento combinado em modo motor com o acionamento elétrico.**



Fonte: adaptado de (YASA-MOTORS, 2018).

No ano de 2015, a Siemens anunciou o desenvolvimento do motor elétrico SP260D, específico para a propulsão aeronáutica através de hélice. A topologia da máquina é de fluxo radial no entreferro, com estator externo utilizando laminação em liga de Ferro-Cobalto e rotor interno com ímãs permanentes em arranjo de Halbach. A armadura possui um sistema de refrigeração líquida direta através dos enrolamentos, utilizando como fluido o perfluoropoliéter (Galden<sup>®</sup>). O desempenho divulgado declara o conjugado máximo de 1 kNm, a potência máxima em regime permanente de 260 [kW] a 2500 [rpm] e o rendimento máximo de 95%. A massa total é de 50 [kg], resultando no conjugado específico de 20 [Nm/kg] e na potência específica de 5,2 [kW/kg]. Não foram encontradas informações dimensionais da máquina, impossibilitando o cálculo da densidade de conjugado e da densidade de potência.

(GOLOVANOV *et al.*, 2018) propõem uma ferramenta de otimização multi-domínio para as máquinas de fluxo radial com ímãs permanentes na superfície em diferentes topologias com o objetivo da obtenção de elevada potência específica, em unidades [kW/kg]. A topologia de fluxo radial com duplo rotor e armadura segmentada é a que apresenta os melhores valores para a potência específica, com valores de pico em torno de 35 [kW/kg] em uma máquina projetada com 10 polos para a velocidade angular limite de 20.000 [rpm], resultando em 16,71 [Nm/kg] nesta condição.

Esta seção da tese abordou alguns dos principais aspectos e exemplos associados ao estado da arte na produção de conjugado eletromagnético em relação ao volume e à massa das máquinas elétricas rotativas, entre elas a topologias YASA.

#### 4. MODELAGEM DA MÁQUINA YASA

Neste capítulo da tese são desenvolvidos modelos numéricos e analíticos que permitem analisar o comportamento das grandezas eletromagnéticas no volume ativo da máquina, o desempenho na produção de conjugado eletromagnético estático, a estimativa da tensão induzida a vazio e o circuito elétrico equivalente de parâmetros concentrados.

Na seção da modelagem numérica são desenvolvidos modelos que permitem analisar a influência dos 4 fatores de projeto propostos nesta tese, que são: os materiais laminados NGO e HGO nos segmentos da armadura; as geometrias setoriais e trapezoidais das seções transversais dos ímãs permanentes e dos núcleos dos segmentos da armadura; a conexão dos enrolamentos da armadura formando 3, 5 ou 15 fases; a injeção da 3ª ordem harmônica de corrente na armadura. Ainda, são avaliadas algumas distribuições espaciais do campo magnético e da densidade de fluxo magnético no volume ativo da máquina, além das matrizes de indutância.

Na seção da modelagem analítica são desenvolvidos modelos que permitem analisar a influência de apenas 2 dos fatores de projeto propostos nesta tese, que são: a conexão dos enrolamentos da armadura formando 3, 5 ou 15 fases e a injeção da 3ª ordem harmônica de corrente na armadura. São apresentadas as formulações matemáticas para a avaliação: da densidade de fluxo magnético no entreferro pelos ímãs permanentes, da força magnetomotriz produzida pela corrente na armadura, do conjugado eletromagnético e da tensão induzida a vazio.

Ao final deste capítulo é apresentado o circuito elétrico equivalente por grupo de fase contemplando as conexões elétricas formando 3, 5 ou 15 fases.

#### 4.1. MODELO NUMÉRICO TRIDIMENSIONAL

Nesta seção do trabalho é apresentado o modelo numérico tridimensional parametrizado da máquina YASA desenvolvido no software ANSYS® Electromagnetics Suite - Maxwell® 3D. Este modelo permite a simulação e a análise pelo método numérico dos elementos finitos da distribuição espacial das grandezas eletromagnéticas, inclusive considerando a anisotropia magnética e a não linearidade da caracterização magnética da laminação utilizada nos segmentos da armadura. Como resultado são obtidas grandezas eletromagnéticas durante o processamento do método numérico além de distribuições espaciais de grandezas em pós-processamento, permitindo a análise do seu comportamento e a caracterização do desempenho global da máquina.

Foi utilizado o conceito de parametrização na descrição das geometrias do volume ativo da máquina, de maneira que são utilizadas variáveis de projeto que permitem manter constantes as áreas de fluxo magnético e de corrente elétrica, além de variar algumas geometrias da seção transversal da máquina entre setoriais e trapezoidais, conforme apresentado na Seção 3.6.

Os modelos de simulação da máquina utilizam as simetrias na distribuição espacial do campo magnético, com a finalidade da minimização do número de elementos finitos para a obtenção da solução através de um modelo reduzido. É aplicada a simetria axial, com fluxo normal, no centro da armadura e a simetria periódica positiva nas fronteiras circunferenciais da máquina base, pois  $p$  é um número par, de modo a representar adequadamente  $\frac{1}{4}$  da máquina. No software utilizado é configurada esta condição de simetria periódica positiva para o campo magnético através da condição de contorno denominada mestre-escravo (*master-slave*:  $H_m=H_s$ ). Deve-se observar que, neste caso, o conjugado total produzido pela máquina completa é obtido pela multiplicação por 4 do valor obtido pelo modelo de simulação numérica de  $\frac{1}{4}$  de máquina.

O número de elementos da malha adaptativa nos modelos magnetostáticos variou entre 100.000 e 300.000, aproximadamente, para cada simulação numérica, considerando para o critério de parada menos de 1 % de erro na energia das soluções.

Os modelos 3D das máquinas setorial e trapezoidal são ilustrados na Figura 34 e na Figura 35, respectivamente. É possível observar as diferenças no tocante à ocupação do volume ativo da máquina, entre elas: o afastamento entre os enrolamentos no raio externo e o comprimento axial da máquina. Apesar de os ímãs permanentes também possuírem diferentes geometrias, o aspecto de comparação nestas imagens não é aparente em função do elevado fator de encobrimento polar adotado no projeto.

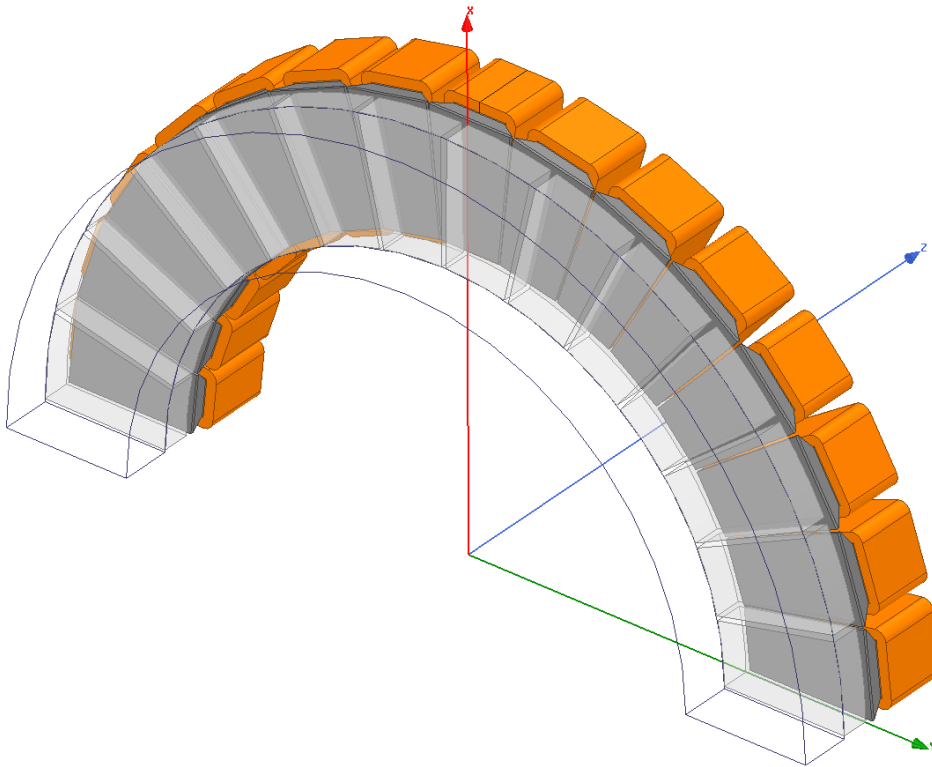
Em contrapartida, é mais evidente a diferença entre as seções setoriais e trapezoidais aplicadas aos núcleos dos segmentos da armadura, conforme pode ser visualizado nas vistas das seções transversais dos segmentos da armadura da máquina setorial e trapezoidal mostradas na Figura 36 e na Figura 37.

Em todos os modelos de simulação numérica são utilizados o material N40-SH para os ímãs permanentes, conforme a Figura 32 para a temperatura de 25 °C no material.

Para os materiais ferromagnéticos macios foram adotadas as curvas  $BH$  não lineares. O material HGO anisotrópico empregado nos segmentos da armadura atribuídos ao modelo numérico utiliza as curvas  $BH$  (0° e 90°) caracterizados especificamente para o lote, conforme apresentado na Figura 33, empregado no protótipo de validação experimental dos resultados.

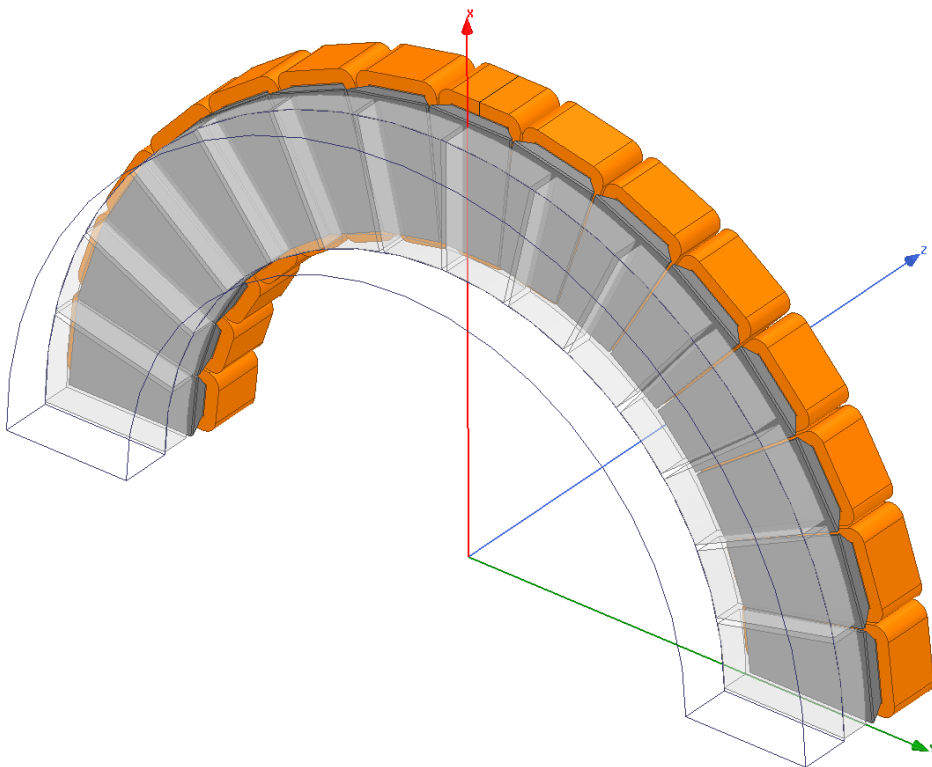
Para fins de comparação de desempenho na produção de conjugado é utilizado o material NGO, conforme a curva  $BH$  apresentada na Figura 33.

**Figura 34 – Modelo da máquina setorial.**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

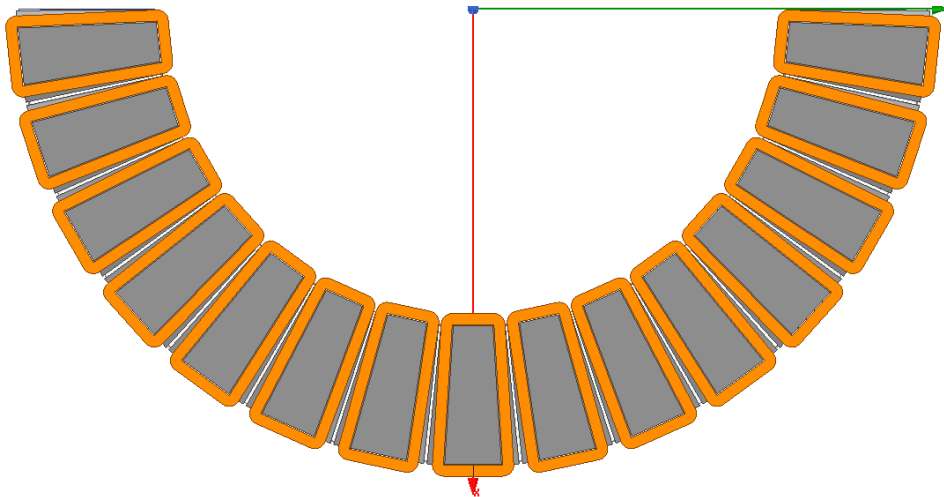
**Figura 35 – Modelo da máquina trapezoidal.**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

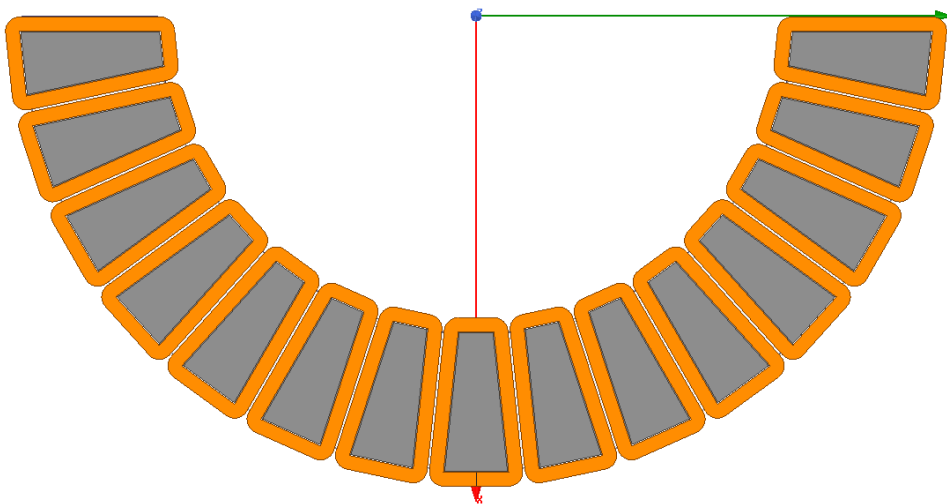


**Figura 36 – Seção transversal da armadura da máquina setorial.**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

**Figura 37 – Seção transversal da armadura da máquina trapezoidal.**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

A excitação dos enrolamentos da armadura foi imposta de forma individual, através da aplicação apropriada da corrente na seção transversal dos enrolamentos de acordo com

$$i_{af}(\theta_e) = \left( 1 + \frac{v_3}{8} \right) \hat{i}_{a1} \cos \left( \theta_e + \frac{2(f-1)\pi}{m} \right) - \frac{v_3}{8} \hat{i}_{a1} \cos \left( 3 \left( \theta_e + \frac{2(f-1)\pi}{m} \right) \right) \Bigg]_{f=1}^m, \quad (93)$$

onde  $f$  é o índice identificador da fase de cada um dos sistemas elétricos de excitação do modelo numérico da máquina. Cabe salientar que a partir de (93) é possível obter os

adequados valores de corrente para  $m=3, 5$  ou  $15$  fases; inclusive, tal abordagem permite a injeção da 3ª ordem harmônica de corrente ( $v_3=1$ ), conforme apresentado na Seção 3.3.

A partir dos modelos é possível obter resultados de conjugado eletromagnético e densidade de conjugado para o carregamento máximo estipulado ( $FMM = 1730$  A), discutido em detalhes ainda nesta seção. A Tabela 7 contém os resultados de simulação para o conjugado e a

Tabela 8 contém os resultados para a densidade de conjugado, considerando o volume cilíndrico que contém a máquina, incluindo as cabeceiras externas dos enrolamentos.

**Tabela 7 – Resultados de simulação numérica para o conjugado [Nm], com  $FMM=1730$  [A].**

$m$	$v_3$	HGO		NGO	
		Setorial	Trapezoidal	Setorial	Trapezoidal
3	0	90,78	90,74	84,95	83,91
	1	103,89	103,86	97,45	97,52
5	0	91,87	91,83	85,46	85,51
	1	104,90	104,35	101,01	102,58
15	0	93,06	93,03	86,81	85,76
	1	106,10	105,86	101,94	103,77

**Tabela 8 – Resultados de simulação numérica para a densidade de conjugado [kNm/m³] com  $FMM=1730$  [A].**

$m$	$v_3$	HGO		NGO	
		Setorial	Trapezoidal	Setorial	Trapezoidal
3	0	81,47	86,13	76,24	79,65
	1	93,25	98,58	87,46	92,56
5	0	82,46	87,16	76,73	81,16
	1	94,15	99,05	90,66	97,37
15	0	83,53	88,30	77,91	81,40
	1	95,22	100,48	91,50	98,49

A Tabela 8 é calculada a partir dos resultados contidos na Tabela 7, considerando o volume cilíndrico que contém o volume ativo da máquina conforme apresentado na Tabela 6. Destaca-se que o volume das geometrias setorial e trapezoidal é distinto, o que impacta na densidade de conjugado.

O máximo valor para densidade de conjugado eletromagnético é igual a 100,48 kNm/m<sup>3</sup>, obtido para a máquina trapezoidal com HGO, 15 fases e a inserção da 3<sup>a</sup> harmônica de corrente. O mínimo valor com esta geometria e material é igual a 86,13 kNm/m<sup>3</sup>, com 3 fases e apenas a fundamental da corrente. A diferença entre estes valores resulta no incremento de +16,66 % na densidade de conjugado.

Tomando como referência a máquina setorial, NGO com 3 fases sem injeção de corrente, para a qual obteve-se uma densidade de conjugado de 76,24 kNm/m<sup>3</sup>, o incremento na contribuição individual de cada aspecto de projeto abordado nesta tese, no que diz respeito à densidade de conjugado, resulta em:

- Material HGO na armadura: +6,86 %
- $m = 15$  de fases: +2,19 %
- Injeção de terceira harmônica de corrente: +14,71 %
- Geometria da seção transversal trapezoidal: +4,47 %
- Efeitos combinados: +31,79 %

Esta análise comparativa confirma que os quatro aspectos de projeto propostos nesta tese contribuem positivamente para o incremento na densidade de conjugado da máquina, validando conceitualmente o objetivo central deste trabalho.

Considerando que, entre o HGO e o NGO, existe uma clara tendência de aumento da constante de conjugado da máquina [Nm/A], é possível inferir que o rendimento seja impactado positivamente através da utilização de materiais anisotrópicos, que, em geral possuem melhor caracterização magnética e, inclusive, menor perda magnética.

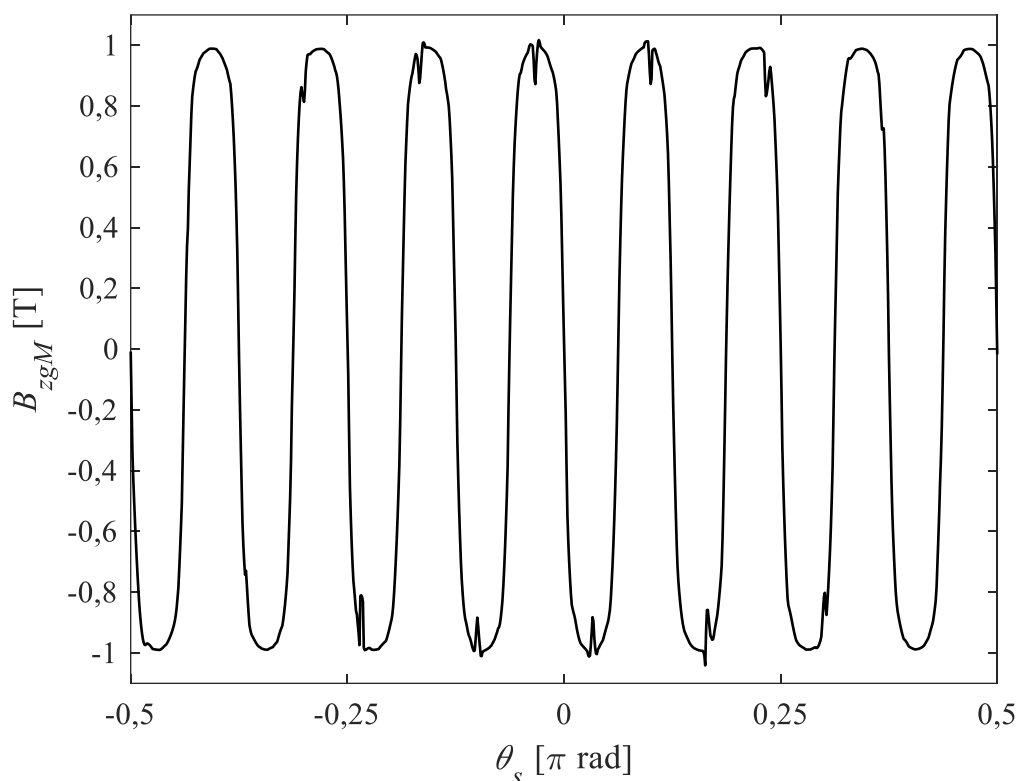
Analogamente, a geometria trapezoidal promove um aumento significativo na densidade de conjugado, mesmo com menores valores para o conjugado, com diferença pouco significativa; tal fato é devido à redução do volume ativo da máquina, o que implica em uma melhor utilização dos materiais ativos. Adicionalmente, embora não seja validado neste trabalho, espera-se que a geometria trapezoidal resulte em menor conjugado de engrenamento (*cogging torque*) quando comparada com a geometria setorial, fato devido à geometria trapezoidal dos ímãs permanentes e à geometria setorial das faces dos segmentos da armadura na máquina dita trapezoidal, promovendo a não colinearidade das arestas destes elementos, com o efeito semelhante ao *skew*.

Considerando que dos quatro aspectos de projeto, dois não são validados experimentalmente (material da armadura e geometria), pois requerem a construção de mais de um protótipo, encerra-se neste ponto a análise comparativa nestes aspectos.

Considerando os resultados de conjugado e densidade de conjugado apresentados e a viabilidade da construção de apenas um protótipo para a validação experimental dos resultados teóricos, serão demonstrados a partir deste momento apenas os resultados para a máquina com material HGO nos segmentos da armadura e geometria trapezoidal, em vista da melhor avaliação pela densidade de conjugado. É importante destacar que, no mesmo protótipo é possível avaliar o desempenho no tocante ao número de fases e à injeção da 3ª ordem harmônica de corrente.

Inicialmente é analisada a distribuição espacial da densidade de fluxo magnético na direção axial em uma linha no raio mediano  $\left( \sqrt{(R_{iM}^2 + R_{oM}^2)} / 2 \right)$  do entreferro médio, gerado pelos ímãs permanentes com corrente nula na armadura ( $B_{zgM}$ ). A Figura 38 contém o resultado de simulação de  $B_{zgM}$  para o modelo da máquina base trapezoidal com o HGO e corrente nula na armadura, em função do ângulo mecânico  $\theta_s$ .

**Figura 38 – Densidade de fluxo na direção axial em uma linha no raio mediano do entreferro médio da máquina trapezoidal com o HGO e corrente nula na armadura.**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

Observa-se a presença de entalhes (*notching*) na curva de  $B_{zgM}$ , Figura 38, causados pelo efeito das aberturas das ranhuras na armadura.

O conteúdo harmônico de  $B_{zgM}$  é apresentado na Tabela 9, obtido pela Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT) a partir da curva mostrada na Figura 38. Os resultados da composição harmônica são de ordem ímpar e foram truncados na 15ª ordem harmônica, que possui amplitude percentual em relação à fundamental de 0,2 %; julgando-se suficiente este critério de parada para a análise desta grandeza.

A Figura 39 apresenta os resultados da densidade de fluxo magnético na direção axial, produzida pela corrente na armadura e os ímãs permanentes desmagnetizados ( $B_{zgA}$ ), com o HGO no modelo trapezoidal,  $FMM=1730$  [A],  $i_{a1}$ ,  $m=3$ , 5 e 15 fases.

**Tabela 9 – Amplitudes do conteúdo harmônico de  $B_{zgM}$  em uma linha circunferencial no entreferro mediano pelo modelo numérico 3D.**

$\nu$	1	3	5	7	9	11	13	15
$\hat{B}_{zgM\nu}$ [T]	1,1808	0,2610	0,0924	0,0317	0,0138	0,0082	0,0028	0,0024

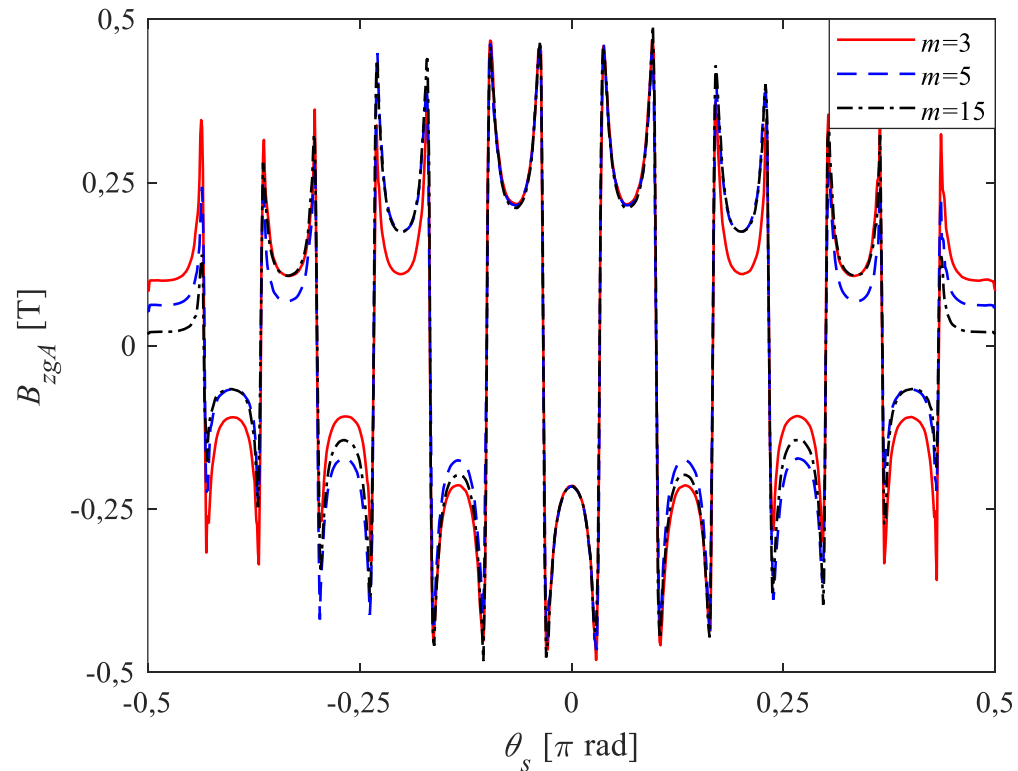
A Figura 40 apresenta os resultados de  $B_{zgA}$ , com o HGO no modelo trapezoidal,  $FMM=1730$  [A],  $i_{a1+3}$ ,  $m=3, 5$  e 15 fases.

Observa-se, também, em ambas as figuras, que os valores de pico para  $B_{zgA}$  com  $\theta_s = \theta_e = 0$  são invariantes para qualquer número de fases com ou sem a injeção da 3ª ordem harmônica de corrente, conforme a excitação imposta por (93), comprovando as idênticas amplitudes da forma de onda da corrente aplicada ao modelo de simulação. Diferentemente, aos extremos existe uma distribuição de  $B_{zgA}$  em função do número de fases e da injeção de corrente; fato devido à variação da discretização do espaço da armadura com o número de fases e a injeção de corrente impõe diferentes amplitudes nas fases alocadas nos segmentos adjacentes. Observa-se que, quanto menor o número de fases maior é  $B_{zgA}$  nas extremidades da máquina base.

Para a máxima produção de conjugado eletromagnético  $B_{zgA}$  e  $B_{zgM}$  devem estar em quadratura, em  $\theta_s = \theta_e = 0$  para a condição em que  $B_{zgA}$  é máximo. Adicionalmente, a inerente defasagem angular pelos diferentes números de polos no rotor e de ranhuras da armadura promove os fluxos de eixo direto nas extremidades. Para exemplificar, a Figura 41 mostra o resultado para  $B_{zgA}$  e  $B_{zgM}$  com o HGO na armadura, com 15 fases,  $FMM=1730$  [A],  $i_{a1+3}$ ,  $\theta_e = 0$ , sobreposto ao resultado de  $B_{zgM}$ .

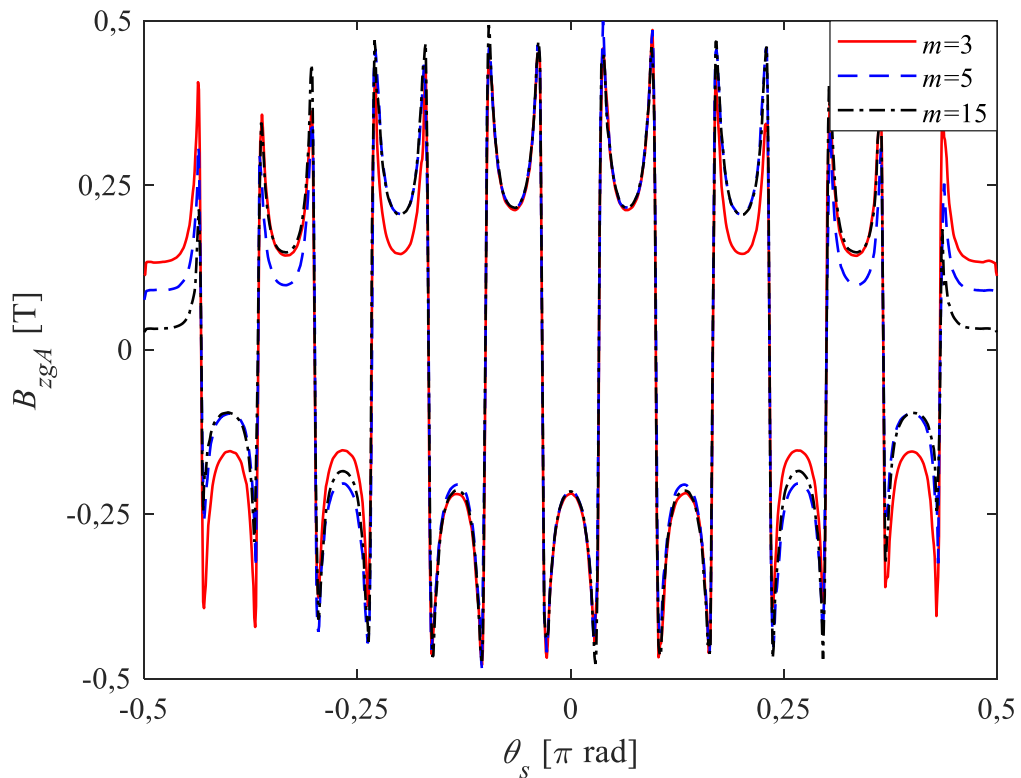
Observa-se a quadratura entre as formas de onda ao centro da distribuição, conforme o esperado. Esta análise permite a validação das orientações das correntes de excitação e das condições de contorno no modelo numérico.

**Figura 39** –  $B_{zgA}$  com o HGO na armadura do modelo trapezoidal,  $FMM=1730$  [A],  $i_{a1}$ ,  $\theta_e = 0$ , com  $m=3, 5$  e  $15$  fases e os ímãs permanentes desmagnetizados.



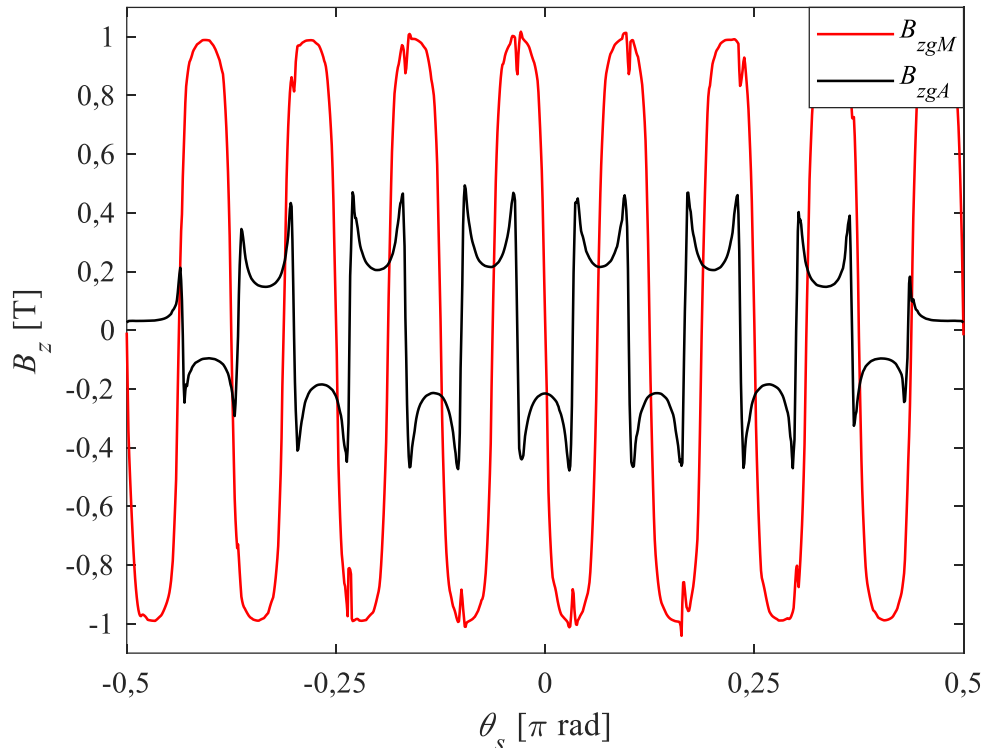
Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 40** –  $B_{zgA}$  com o HGO na armadura do modelo trapezoidal,  $FMM=1730$  [A],  $i_{a1+3}$ ,  $\theta_e = 0$  com  $m=3, 5$  e  $15$  fases e os ímãs permanentes desmagnetizados.



Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 41 –  $B_{zgA}$  com o HGO na armadura da máquina trapezoidal: com  $FMM=1730$  [A],  $m=15$ ,  $i_{a1+3}$ ,  $\theta_e = 0$ , e os ímãs permanentes desmagnetizados;  $B_{zgM}$  com corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados.**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

Também é possível observar que o polo no limite esquerdo está sujeito a um campo magnético discordante e, contrariamente, o polo no limite direito está sujeito a um campo magnético concordante; devido às diferentes defasagens angulares relativas entre os polos e os segmentos da armadura nestas posições. Especificamente, neste projeto de máquina base, o valor em módulo da defasagem angular elétrica entre tais polos nas extremidades é de  $12^\circ$ , portanto há a produção de conjugado eletromagnético em função do valor da corrente imposta aos enrolamentos que produzem o campo de ação/reação. O conjugado eletromagnético nestas posições é pequeno em relação ao obtido nos polos em quadratura.

A Figura 42 ilustra a magnitude da densidade de fluxo magnético em secções transversais planas no raio mediano dos segmentos da armadura com o material HGO e  $FMM=0$  [A] e os ímãs permanentes magnetizados. O máximo valor é aproximadamente

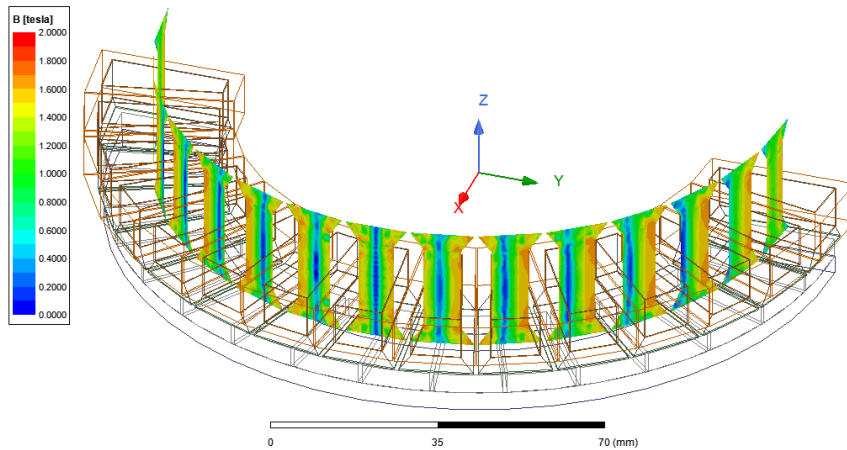


igual a 1,6 [T]; ponto de operação abaixo do joelho da curva  $BH$  do HGO na direção de orientação do grão. No segmento central da armadura, com polos em quadratura, é possível observar o efeito da anisotropia magnética do HGO, impondo uma região ao centro com pequena densidade de fluxo. Neste mesmo segmento se estabelece uma densidade de fluxo em sentidos opostos, concatenando o fluxo magnético entre os 2 rotores da máquina, com pequeno fluxo interpolar adjacente no mesmo rotor.

A Figura 43 e a Figura 44 ilustram a distribuição espacial da magnitude da densidade de fluxo magnético em secções transversais planas no raio mediano dos segmentos da armadura com o material HGO, com  $FMM=1730$  [A],  $m=15$  fases, com  $i_{a1}$  e  $i_{a1+3}$ , respectivamente. O máximo valor na legenda foi truncado em 2 T para tornar explícita a condição de saturação do material. Observa-se o efeito da distribuição da saturação magnética do material nas pontas de alguns dos concentradores de fluxo em ambas as condições para a injeção de corrente. Em ambos os casos, no segmento ao centro da máquina, com polos em quadratura, a distribuição espacial da densidade de fluxo magnético é semelhante; fato esperado em função da invariante amplitude das formas de onda da correntes impostas em ambas as condições.

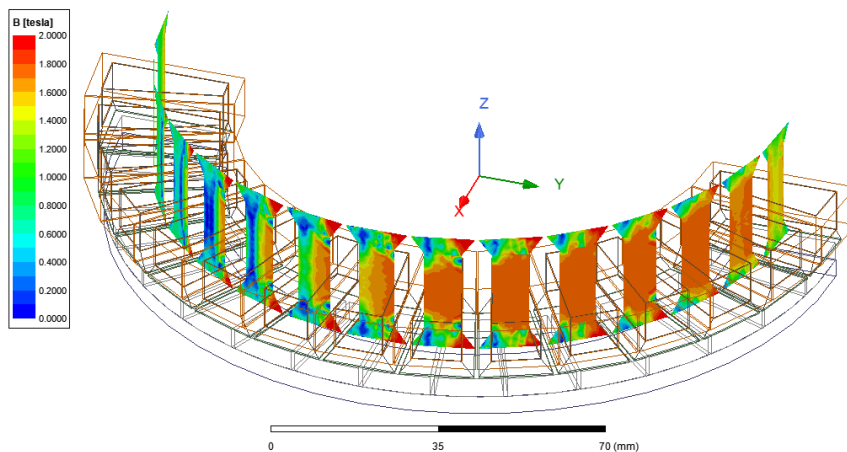
Em uma análise conjunta à Figura 41, onde se observa à esquerda  $B_{zgA}$  e  $B_{zgM}$  discordantes e à direita concordantes, na Figura 43 e na Figura 44 observa-se o efeito da interação entre os campos pelo rotor e pela armadura, com a influência da natural defasagem angular mecânica em promover maior densidade de fluxo na região à direita com  $B_{zgA}$  e  $B_{zgM}$  concordantes, levando o material à saturação. A comparação visual das condições sem e com a injeção de corrente permite concluir que o nível de saturação nos núcleos dos segmentos da armadura é maior no caso com a injeção, pois conforme os resultados apresentados na Figura 39 e na Figura 40, se estabelece maior amplitude de  $B_{zgA}$  adjacente ao centro com a injeção de corrente.

**Figura 42 – Magnitude da densidade de fluxo magnético na seção dos segmentos da armadura no raio mediano com  $FMM=0$  [A].**



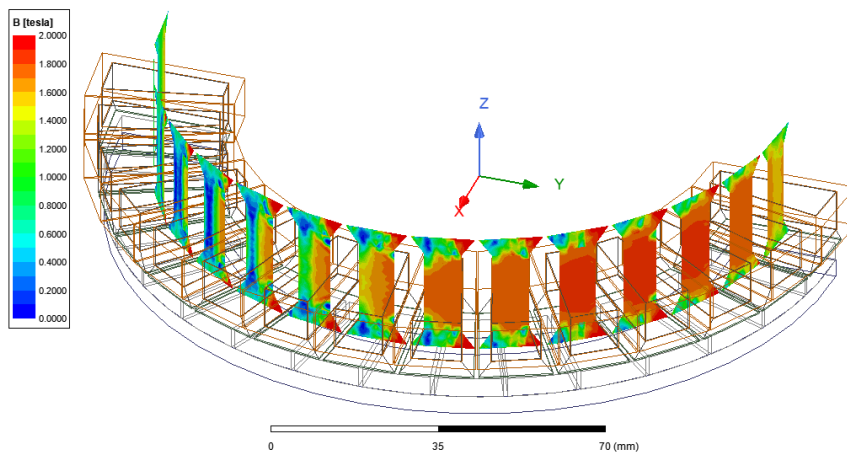
Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 43 – Magnitude da densidade de fluxo magnético na seção dos segmentos da armadura no raio mediano com  $FMM=1730$  [A],  $m=15$  e  $i_{a1}$ .**



Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 44 – Magnitude da densidade de fluxo magnético na seção dos segmentos da armadura no raio mediano com  $FMM=1730$  [A],  $m=15$  e  $i_{a1+3}$ .**



Fonte: Elaborado pelo autor.

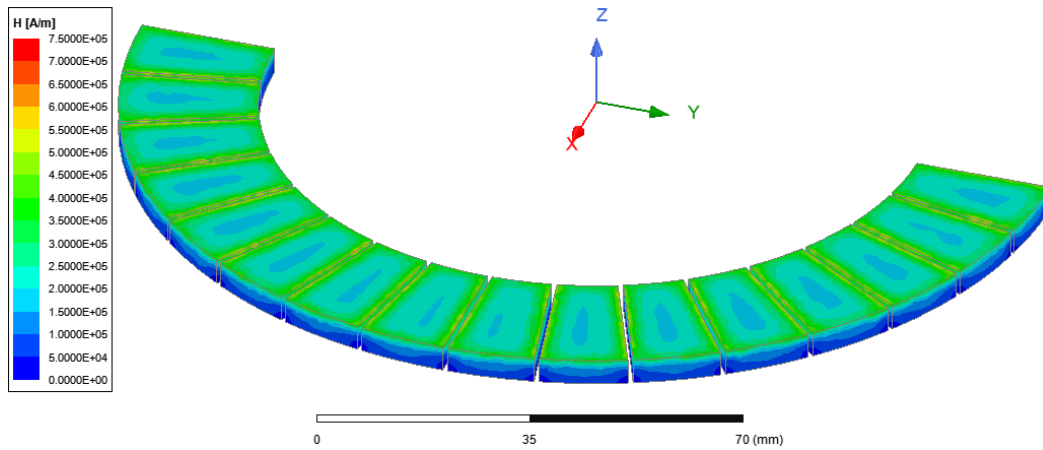
As Figura 45 a Figura 47 ilustram o resultado de simulação da magnitude do campo magnético  $H$  na superfície dos ímãs permanentes.

A Figura 45 representa a condição de corrente nula na armadura, onde observa-se o maior campo desmagnetizante na periferia dos ímãs permanentes em relação ao centro da geometria, fato esperado pela distribuição espacial do coeficiente de permeância no volume magnetizado em função da geometria 3D do circuito magnético no qual os ímãs permanentes estão envolvidos. As pequenas diferenças na distribuição de  $H$  na superfície estão relacionadas às aberturas das ranhuras e à inerente defasagem posicional entre os polos do rotor e os segmentos da armadura.

Na Figura 46 e na Figura 47 é possível observar o efeito da reação da armadura no campo desmagnetizante na superfície dos polos em função da posição relativa com a armadura em quadratura, predominantemente nas arestas dos ímãs permanentes. Para ambos os casos o aspecto de desmagnetização é mais relevante nas posições nas quais  $B_{zgM}$  e  $B_{zgA}$  são discordantes, ou seja, à esquerda das imagens para esta condição de excitação específica. Embora, ao centro da distribuição as diferenças não sejam significativas, observa-se na região à esquerda, com campos discordantes, que o campo desmagnetizante possui maior valor em módulo para a condição com a injeção da 3ª ordem harmônica da corrente.

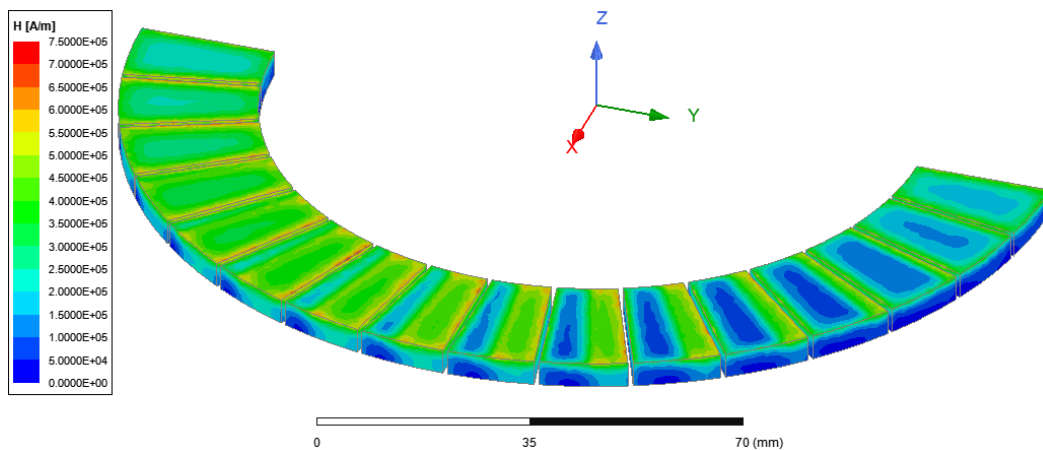
Entretanto, destaca-se que para os níveis máximos de corrente impostos, com  $FMM=1730$  [A], o campo desmagnetizante atinge valores máximos na ordem de aproximadamente  $-730$  [kA/m]. De acordo com a caracterização magnética do material N40SH, mostrado na Figura 32, este nível de campo desmagnetizante não representa risco à desmagnetização parcial/local até a temperatura de  $100$  [°C], pois é inferior ao valor limite de  $-803$  [kA/m], nesta condição específica.

**Figura 45 – Magnitude de  $H$  na superfície dos ímãs permanentes com o material HGO na armadura trapezoidal e  $FMM=0$  [A].**



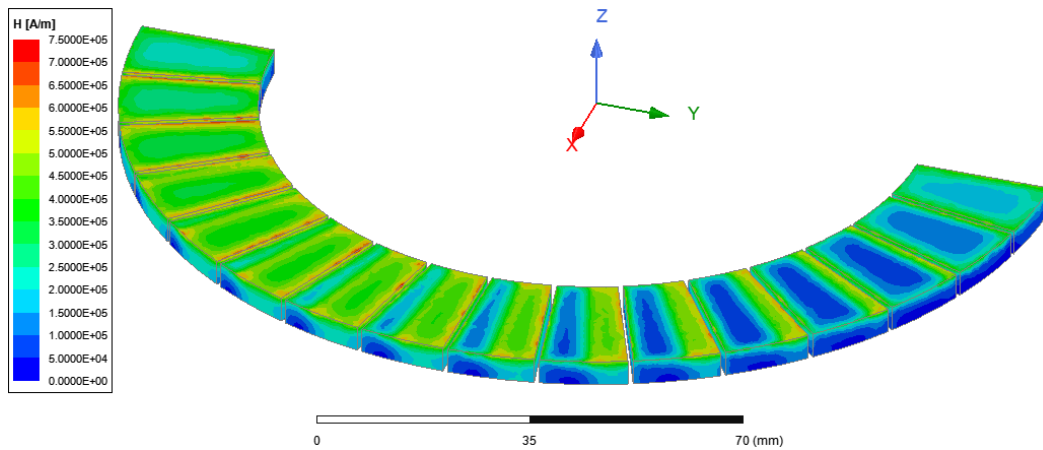
Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 46 – Magnitude de  $H$  na superfície dos ímãs permanentes com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal,  $FMM=1730$  [A],  $m=15$  e  $v_3=0$ .**



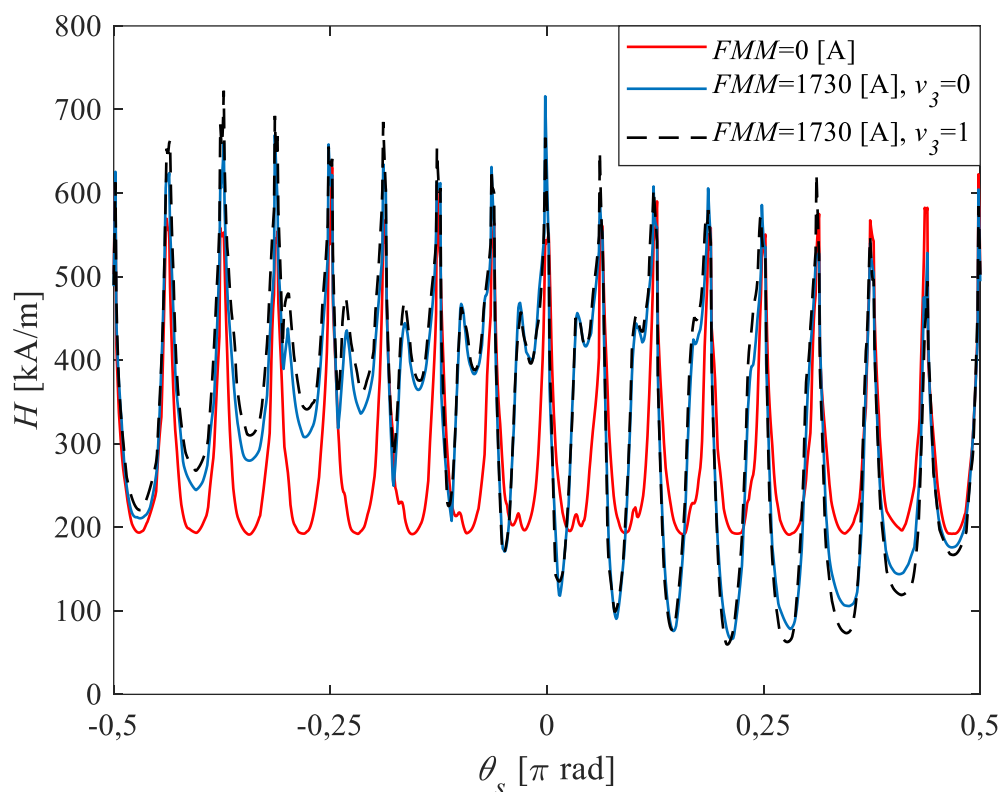
Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 47 – Magnitude de  $H$  na superfície dos ímãs permanentes com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal,  $FMM=1730$  [A],  $m=15$  e  $v_3=1$ .**



Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 48 – Magnitude de  $H$  em uma linha no raio mediano interna ao volume dos ímãs permanentes com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal com  $m=15$ .**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

Em complemento à análise dos resultados da magnitude de  $H$  na superfície dos polos, na Figura 48 são apresentados os resultados da mesma grandeza em uma linha circunferencial no raio mediano interior ao volume dos ímãs permanentes em 1 % da espessura axial dos mesmos, referida à face para voltada para o entreferro.

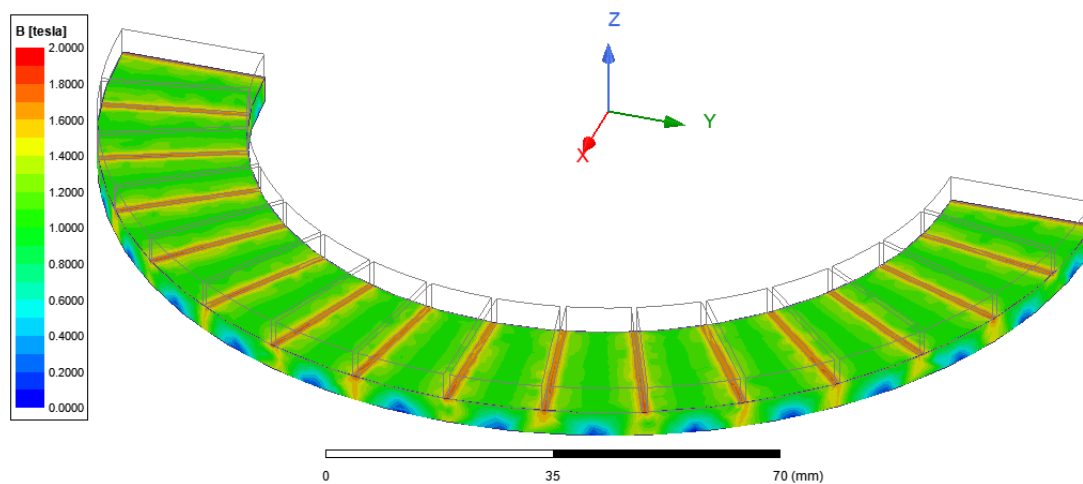
Na Figura 48 se confirma que os valores máximos para o campo desmagnetizante ocorre nas arestas dos polos. Na condição  $FMM=0$  [A] os valores de pico para  $H$  são aproximadamente constantes na distribuição espacial das arestas. Conforme já observado na Figura 46 e na Figura 47, para a condição com  $FMM=1730$  [A], os maiores valores de pico para  $H$  ocorrem à esquerda do gráfico, local onde  $B_{zgA}$  e  $B_{zgM}$  são discordantes.

A análise desenvolvida nesta seção da tese demonstrou a metodologia e os critérios adotados para o estabelecimento do valor limite do carregamento elétrico imposto à

máquina, com o objetivo de obter valores máximos para o conjugado sem comprometer a magnetização dos ímãs permanentes nos rotores, implicando na obtenção de elevados valores para as figuras de mérito relacionadas.

Na Figura 49 é apresentada a distribuição da magnitude de  $B$  na superfície da coroa de aço SAE 1010 dos rotores com o material HGO na armadura trapezoidal e  $FMM=0$  [A]. A escala de cores foi limitada em 2 [T], sendo considerado o valor de referência a partir do qual o material se encontra em estado de saturação da magnetização. Observa-se que as regiões interpolares apresentam os maiores valores em magnitude para a distribuição de  $B$ ; também é possível observar que a densidade de fluxo magnético nas regiões interpolares está de acordo com o projeto eletromagnético no qual foi definido  $|\bar{B}_B| = 1,5$  [T].

**Figura 49 – Magnitude de  $B$  na superfície da coroa de aço SAE 1010 dos rotores com o material HGO na armadura trapezoidal e  $FMM=0$  [A].**

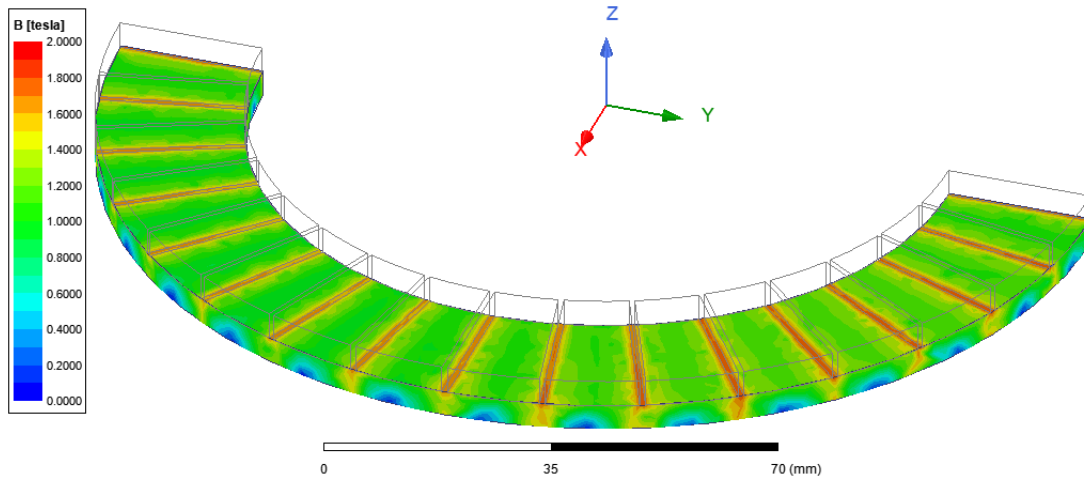


**Fonte:** Elaborado pelo autor.

Na Figura 50 e na Figura 51 são os casos para  $FMM=1730$  [A],  $m=15$ ,  $v_3=0$  e  $v_3=1$ , respectivamente. Observa-se o efeito pouco significativo de variação da magnitude de  $B$  na região de campos discordantes e concordantes (lados esquerdo e direito das imagens,

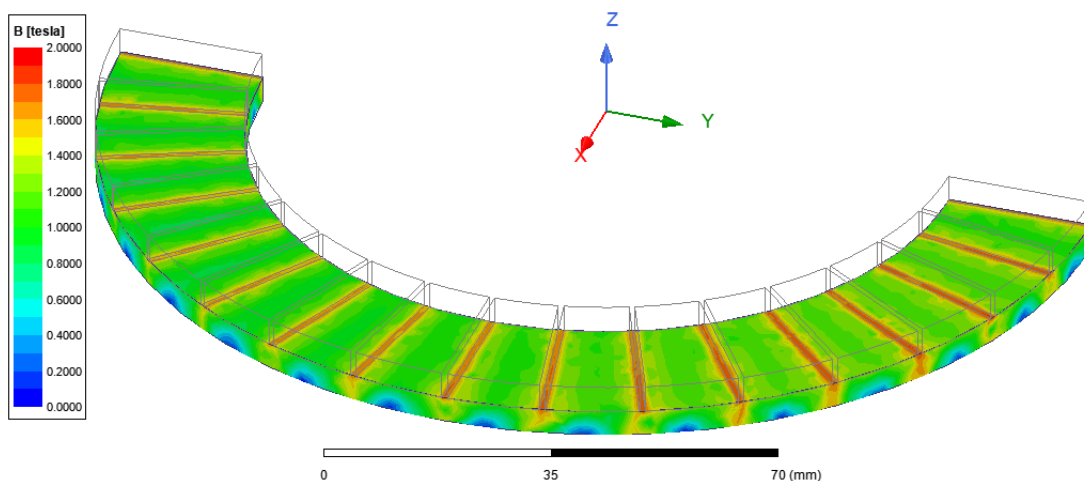
respectivamente) pela armadura e pelo rotor; fato devido ao grande entreferro efetivo para o campo produzido pela corrente na armadura.

**Figura 50** – Magnitude de  $B$  na superfície da coroa de aço SAE 1010 dos rotores com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal,  $FMM=1730$  [A],  $m=15$  e  $v_3=0$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 51** – Magnitude de  $B$  na superfície da coroa de aço SAE 1010 dos rotores com o material HGO na armadura da máquina trapezoidal,  $FMM=1730$  [A],  $m=15$  e  $v_3=1$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Com finalidade de obter a caracterização indutiva da máquina são apresentados as matrizes de indutância para  $m = 3, 5$  e 15 fases. A Tabela 10 contém os resultados de simulação magnetostática para a matriz de indutância aparente, [nH/espira], com corrente

nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1, com a identificação conforme a Figura 23.

**Tabela 10 – Matriz de indutâncias com  $m=15$ , corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1, [nH/espira].**

Cx	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	C10	C11	C12	C13	C14	C15
C1	337,10	-111,76	-6,73	-5,83	-5,41	-5,11	-4,93	-4,84	-4,84	-4,93	-5,11	-5,40	-5,84	-6,70	-112,23
C2	-111,76	337,38	-112,52	-6,71	-5,83	-5,40	-5,11	-4,93	-4,84	-4,84	-4,92	-5,11	-5,41	-5,82	-6,72
C3	-6,73	-112,52	339,74	-112,84	-6,74	-5,84	-5,41	-5,13	-4,94	-4,86	-4,85	-4,94	-5,13	-5,41	-5,85
C4	-5,83	-6,71	-112,84	339,09	-113,02	-6,70	-5,82	-5,41	-5,12	-4,94	-4,84	-4,84	-4,94	-5,11	-5,41
C5	-5,41	-5,83	-6,74	-113,02	338,96	-112,59	-6,71	-5,84	-5,41	-5,13	-4,94	-4,85	-4,85	-4,93	-5,13
C6	-5,11	-5,40	-5,84	-6,70	-112,59	339,52	-113,03	-6,73	-5,83	-5,42	-5,12	-4,94	-4,85	-4,84	-4,94
C7	-4,93	-5,11	-5,41	-5,82	-6,71	-113,03	341,72	-115,38	-6,72	-5,85	-5,41	-5,13	-4,94	-4,84	-4,85
C8	-4,84	-4,93	-5,13	-5,41	-5,84	-6,73	115,38	341,90	-113,28	-6,71	-5,83	-5,41	-5,13	-4,93	-4,85
C9	-4,84	-4,84	-4,94	-5,12	-5,41	-5,83	-6,72	-113,28	339,73	-113,38	-6,70	-5,83	-5,41	-5,11	-4,93
C10	-4,93	-4,84	-4,86	-4,94	-5,13	-5,42	-5,85	-6,71	-113,38	339,81	-112,83	-6,72	-5,84	-5,40	-5,12
C11	-5,11	-4,92	-4,85	-4,84	-4,94	-5,12	-5,41	-5,83	-6,70	-112,83	339,12	-113,09	-6,72	-5,82	-5,40
C12	-5,40	-5,11	-4,94	-4,84	-4,85	-4,94	-5,13	-5,41	-5,83	-6,72	-113,09	339,19	-113,01	-6,70	-5,83
C13	-5,84	-5,41	-5,13	-4,94	-4,85	-4,85	-4,94	-5,13	-5,41	-5,84	-6,72	-113,01	339,97	-112,05	-6,73
C14	-6,70	-5,82	-5,41	-5,11	-4,93	-4,84	-4,84	-4,93	-5,11	-5,40	-5,82	-6,70	-112,05	336,61	-112,01
C15	-112,23	-6,72	-5,85	-5,41	-5,13	-4,94	-4,85	-4,85	-4,93	-5,12	-5,40	-5,83	-6,73	-112,01	337,79

Esta solução é obtida através da solução para a permeabilidade magnética no volume dos materiais. Observa-se pequena variação das indutâncias próprias, com diferença máxima de aproximadamente 1,4%; fato devido à não linearidade do material ferromagnético na armadura e a variação da magnetização imposta pela defasagem espacial relativa entre o campo magnético gerado pelos ímãs permanentes as posições dos segmentos da armadura. Existem, também, diferenças relativas ao erro de energia da solução numérica, com convergência inferior a 1%, fato que pode ser hipoteticamente associado observando-se a diferença relativa das indutâncias próprias dos segmentos que possuem o mesmo valor de fluxo magnético líquido imposto pelo ímãs permanentes (o caso dos segmentos: C8 e C9, C7 e C10, C6 e C11, C5 e C12, C4 e C13, C3 e C14, C2 e C15) nesta condição de posicionamento relativo do rotor em quadratura com C1.

A análise do coeficiente de acoplamento indutivo entre grupos de fase adjacentes para  $m=15$  revela um valor de aproximadamente 0,33, enquanto tal coeficiente entre grupos de fase não adjacentes é inferior a 0,02. Tal fato se caracteriza como um acoplamento indutivo fraco, fato devido à armadura segmentada e pelo grande entreferro efetivo. Em



geral tal caracterização indutiva é benéfica à resposta dinâmica da máquina e permite maior tolerância a falhas devido à independência elétrica entre fases.

Na Tabela 11 é apresentada a matriz de indutâncias com  $m=5$ , corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1, [nH/espira]. A ordenação numérica dos grupos foi determinada pela associação em série de 3 enrolamentos da sequência C1 a C15 para cada fase, conforme a Figura 25:

- Grupo 1=-C15+C1-C2, fase 1
- Grupo 2=-C3+C4-C5, fase 4
- Grupo 3=-C6+C7-C8, fase 2
- Grupo 4=-C9+C10-C11, fase 5
- Grupo 5=-C12+C13-C14, fase 3.

**Tabela 11 – Matriz de indutâncias com  $m=5$ , corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1, [nH/espira].**

$m=5$	Grupo 1	Grupo 2	Grupo 3	Grupo 4	Grupo 5
Grupo 1	1446,8	-110,91	-5,1317	-5,1172	-110,38
Grupo 2	-110,91	1456	-110,99	-5,132	-5,1313
Grupo 3	-5,1317	-110,99	1466,5	-111,66	-5,1176
Grupo 4	-5,1172	-5,132	-111,66	1457,7	-111,44
Grupo 5	-110,38	-5,1313	-5,1176	-111,44	1452,5

A análise do coeficiente de acoplamento indutivo entre grupos de fase adjacentes para  $m=5$  revela um valor de aproximadamente 0,0766, enquanto tal coeficiente entre grupos de fase não adjacentes é na ordem a 0,0034. Novamente, tal fato se caracteriza como um acoplamento indutivo pouco significativo e comparativamente bastante inferior que o caso com  $m=15$ .

Na Tabela 12 é apresentada a matriz de indutâncias com  $m=3$ , corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1,

[nH/espira]. A ordenação numérica dos grupos foi determinada pela associação em série de 5 enrolamentos da sequência C1 a C15 para cada fase, conforme a Figura 26:

- Grupo 1= C14-C15+C1-C2+C3, fase 1
- Grupo 2= C4-C5+C6-C7+C8, fase 3
- Grupo 3=C9-C10+C11-C12+C13, fase 2.

**Tabela 12 – Matriz de indutâncias com  $m=3$ , corrente nula na armadura e os ímãs permanentes magnetizados em posição de quadratura com C1, [nH/espira].**

$m=3$	Grupo 1	Grupo 2	Grupo 3
Grupo 1	2557,9	-110,91	-110,13
Grupo 2	-110,91	2581,5	-111,36
Grupo 3	-110,13	-111,36	2574,7

A análise do coeficiente de acoplamento indutivo entre grupos de fase adjacentes para  $m=3$  revela um valor de aproximadamente 0,0432. Para o caso trifásico todos os grupos de fase são adjacentes uns aos outros. Novamente, tal fato se caracteriza como um acoplamento indutivo pouco significativo.

## 4.2. MODELAGEM ANALÍTICA

Nesta seção são apresentados os modelos analíticos de densidade de fluxo no entreferro, força magnetomotriz, tensão induzida a vazio e conjugado eletromagnético.

### 4.2.1. Distribuição da Densidade de Fluxo no Entreferro pelo Rotor

Nesta seção são apresentados 2 modelos visando a descrição da componente axial da densidade de fluxo em uma linha no raio mediano do entreferro médio. Um dos modelos é semianalítico e utiliza os resultados numéricos para a amplitude do conteúdo harmônico da forma de onda de  $B_{zgM}$ . O segundo modelo é uma abordagem analítica considerando os parâmetros de caracterização e aspectos dimensionais dos ímãs permanentes e do entreferro.

O modelo semianalítico permite a obtenção das formas de onda de  $B_{zgM}$  de acordo com

$$B_{zgM}(\theta_s) = \sum_{v=1,3,5\dots}^{15} \hat{B}_{zgMv} \sin\left(v \frac{\pi}{2} \alpha_p\right) \cos(vp\theta_s), \quad (94)$$

onde o termo  $\hat{B}_{zgMv}$  são as amplitudes do conteúdo harmônico da densidade de fluxo no entreferro obtidos pelo modelo numérico, apresentados na Tabela 9. O termo  $\sin\left(v \frac{\pi}{2} \alpha_p\right)$  em (94) assume o valor 1 e -1 de acordo com a fase da harmônica correspondente.

O modelo analítico utiliza conceitualmente a componente na direção axial do vetor magnetização nos ímãs permanentes, que pode ser descrita por uma forma de onda retangular através da série de Fourier, através do parâmetro  $\alpha_p$  de acordo com

$$M_z(\theta_s) = \frac{4}{\pi} \sum_{v=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{\hat{M}_z}{v} \sin\left(v \alpha_p \frac{\pi}{2}\right) \cos(vp\theta_s), \quad (95)$$

onde  $\hat{M}_z$  é a amplitude de magnetização em A/m.

Considerando a distribuição espacial da magnetização e aplicando conceitos de circuitos magnéticos com ímãs permanentes, desprezando-se o espalhamento e a dispersão da densidade de fluxo magnético, é possível representar a distribuição da densidade de fluxo magnético por meio de

$$B_{zgM}(\theta_s) = \sum_{v=1,3,5\dots}^{v_{Max}} \hat{B}_{zgMv} \cos(vp\theta_s), \quad (96)$$

onde  $v_{Max}$  é a ordem harmônica de truncamento da série de Fourier e a amplitude da  $v$ -ésima ordem harmônica de  $B_{zgM}$  é dada por

$$\hat{B}_{zgMv} = \frac{B_{rM} L_{zM}}{L_{zM} + \frac{L_{zGap}}{\mu_{rM}}} \frac{1}{k_v} \frac{(1-v+v_{Max})}{v_{Max} v} \sin\left(\frac{\pi}{2} v \alpha_p\right), \quad (97)$$

onde  $\mu_{rM}$  é a permeabilidade relativa de recuo dos ímãs permanentes e  $k_v$  é dado por

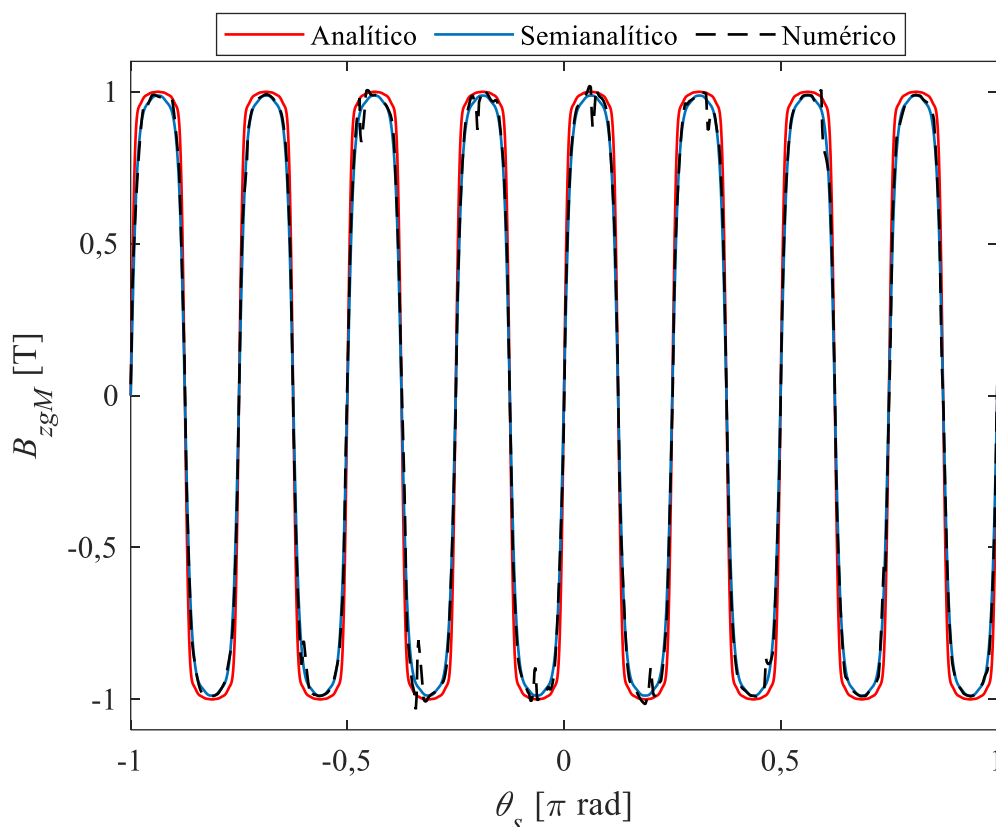
$$k_v = \sum_{v=1,3,5\dots}^{v_{Max}} \frac{1-v+v_{Max}}{v_{Max}^v} \sin\left(\frac{\pi}{2} v \alpha_p\right), \quad (98)$$

sendo uma expressão que ajusta a amplitude da forma de onda representada pela série de Fourier para o caso truncado e aplica um filtro em função da ordem harmônica de truncamento, com o objetivo específico de redução das características de *overshoot* e *ripple*.

O primeiro termo em (97) contempla a solução para a densidade de fluxo magnético no entreferro imposta idealmente pelos ímãs permanentes. Ou seja, não considera dispersão e espraio de densidade de fluxo magnético e não considera as aberturas das ranhuras na armadura. O segundo termo em (97) representa um filtro espacial, deduzido de forma intuitiva, para representar de forma aproximada o comportamento desta grandeza no entreferro sem o comportamento característico de *overshoot* e *ripple* da série de Fourier truncada.

Para fins de validação dos modelos semianalítico e analítico, ambos são comparados com o modelo numérico na Figura 52. Observa-se que as amplitudes e as formas de onda são semelhantes, porém no resultado pelo modelo numérico existem vales e picos originados pelas aberturas das ranhuras, que não são representadas pelos modelos analítico e semianalítico. Estas diferenças não são significativas nos parâmetros de desempenho da máquina, entre eles: a tensão induzida a vazio e a produção de conjugado eletromagnético. Fato devido à pequena dimensão relativa das aberturas das ranhuras na armadura.

Figura 52 – Comparativo de  $B_{zgM}$  para os modelos: analítico, semianalítico e numérico.



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

Os resultados dos modelos apresentados nesta Subseção não serão avaliados experimentalmente tendo em vista as dificuldades de medição no entreferro da máquina. Entretanto, os resultados destes modelos serão empregados nas Subseções 4.2.3 e 4.2.4.

#### 4.2.2. Força Magnetomotriz

O modelo analítico desenvolvido para a representação da *FMM* em uma linha no espaço circunferencial do entreferro da máquina tem como origem a equação do conjugado eletromagnético para o dimensionamento analítico em função da corrente, apresentada na Tabela 2. Porém, neste momento do trabalho, são consideradas harmônicas espaciais de ordem superior (com a série de Fourier truncada), com o propósito de descrever minimamente as formas de onda espaciais retangulares produzidas

pela armadura ferromagnética com aberturas entre ranhuras e com superfície plana no entreferro axial.

A descrição através da série de Fourier, truncada em  $v_{Max}$ , para a forma de onda espacial retangular pela *FMM*, produzida pela corrente em um segmento da armadura em uma linha no entreferro da máquina base, é dada por

$$F_{K_{px}}(\theta_s) = \sum_{v=1}^{v=v_{max}} i_a(\theta_e, v_3) \frac{2}{\pi v} K_{pv} \cos(\pi v \theta_s), \quad (99)$$

onde o fator de passo da  $v$ -ésima ordem harmônica espacial considerando as aberturas das ranhuras é definido por

$$K_{pv} = \sin\left(\frac{\pi v \alpha_Q}{Q_a}\right), \quad (100)$$

sendo  $\alpha_Q$  o fator de ocupação da área da face setorial dos segmentos da armadura. Desta maneira, descreve-se em uma linha no entreferro uma forma de onda retangular com largura  $\alpha_Q$  para a distribuição espacial da força magnetomotriz no espaço, fato que considera minimamente as aberturas das ranhuras sem a utilização de uma função de permeância da armadura ferromagnética.

Para aplicar as correntes na armadura em todos os enrolamentos para 3, 5 ou 15 fases são utilizadas as seguintes equações, adaptadas a partir de (93). Para  $v_3 = 0$ , a função com amplitude  $\hat{i}_a$ , é dada por

$$i_a(\theta_e, v_3 = 0) = \hat{i}_a \cos\left(\pi\left(\theta_e + \frac{2c}{m}\right)\right). \quad (101)$$

Para  $v_3 = 1$ , a função com amplitude  $\hat{i}_a$ , é dada por

$$i_a(\theta_e, v_3 = 1) = \frac{9\hat{i}_a}{8} \cos\left(\pi\left(\theta_e + \frac{2c}{m}\right)\right) - \frac{\hat{i}_a}{8} \cos\left(3\pi\left(\theta_e + \frac{2c}{m}\right)\right). \quad (102)$$

Para um número  $Z$  ímpar de fasores elétricos por grupo de fase, a forma de onda espacial para a força magnetomotriz em função do ângulo espacial e os parâmetros da máquina pode ser descrita a partir de (99), por:

$$F_{Kpx}(\theta_s) = \sum_{\substack{v=v_{\max} \\ c=(m-1)/2 \\ b=t_p-1 \\ a=(Z-1)/2 \\ a=-(Z-1)/2 \\ b=0 \\ c=-(m-1)/2 \\ v=1}} i_a(\theta_e, v_3) S_{ab} \frac{2}{\pi v} K_{pv} \cos\left(\pi v \left(\theta_s + \frac{2a}{Q_a} + b + \frac{4c}{t_p m}\right)\right), \quad (103)$$

que expressa o comportamento da defasagem espacial do conteúdo harmônico truncado em  $v_{Max}$  na descrição da *FMM*, onde  $c$  é o parâmetro identificador das fases no espaço da armadura,  $b$  é o parâmetro identificador do número de simetrias da máquina e  $a$  é parâmetro identificador da posição espacial de cada enrolamento para um grupo de fase. Adicionalmente, o parâmetro de ajuste de sinal do conteúdo harmônico específico para o caso de  $Z$  ser ímpar é postulado por

$$S_{ab} = (-1)^{bp} \text{sign}\left(\cos\left(\frac{a2\pi p}{Q_a}\right)\right), \quad (104)$$

onde a terminologia “*sign*” representa matematicamente o sinal obtido pela expressão associada.

Na Figura 53 até a Figura 58 são apresentadas as formas de onda da *FMM* normalizadas por  $\hat{i}_a$ , obtidas através de (103), para  $m=3, 5$  ou  $15$  fases, considerando a máquina com  $Q_a/2p = 30/32$  e os ângulos elétricos: (a)  $0$  [rad] e (b)  $\pi/2$  [rad]. A ordem harmônica espacial de truncamento da série foi definida por  $v_{Max} = 15p = 240$ . A partir da observação das figuras da *FMM* é possível identificar em todos os casos a dupla simetria rotacional, através da existência de dois ciclos da distribuição espacial, fato que caracteriza duas máquinas base.

Quando se compara as condições de excitação em função do ângulo elétrico  $\theta_e$ , por se tratar de uma série definida pela função cosseno, a amplitude da fase ao centro da distribuição é máxima sempre que  $\theta_e = 0$  [rad] e nula sempre que  $\theta_e = \pi/2$  [rad]. A partir desta análise comparativa é possível observar que os enrolamentos associados a cada segmento de armadura estão estáticos, mas a envoltória produzida pela corrente se desloca a medida que varia o ângulo elétrico.

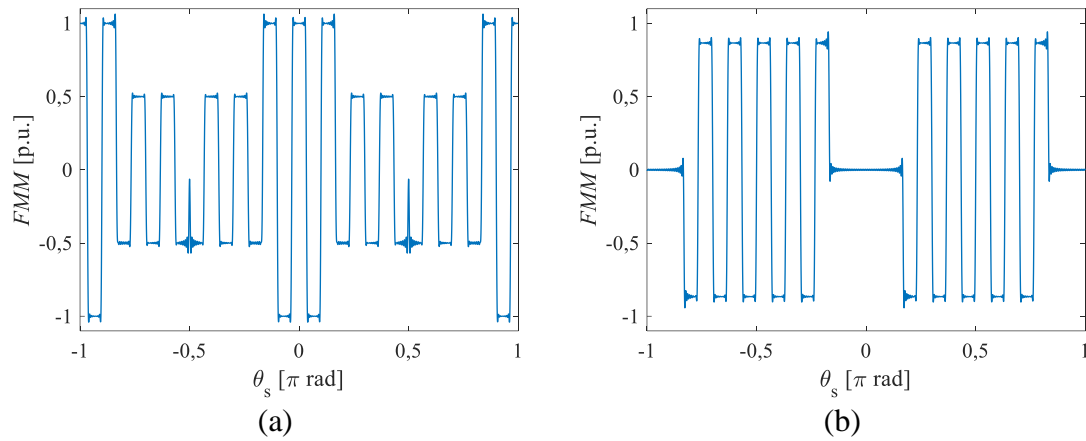
Na comparação das formas de onda para a *FMM* no que diz respeito ao número de fases,  $m = 3, 5$  ou  $15$ , é possível identificar claramente que com o aumento do número de fases na máquina a maior discretização faz com que a envoltória da *FMM* tenha um comportamento mais suave.

Embora a regra de injeção da terceira ordem harmônica de corrente, conforme proposto neste trabalho, mantenha a amplitude constante da corrente por fase, observa-se na análise comparativa da *FMM* com  $v_3 = 0$  e  $v_3 = 1$ , que a condição com injeção de corrente aumenta o carregamento elétrico da máquina por meio do incremento das correntes nas fases adjacentes ao pico da envoltória.

Esta modelagem para as formas de onda espaciais da força magnetomotriz para máquinas com  $q$  fracionário e enrolamentos concentrados é uma contribuição científica desta tese e será empregado no cálculo analítico do conjugado eletromagnético.

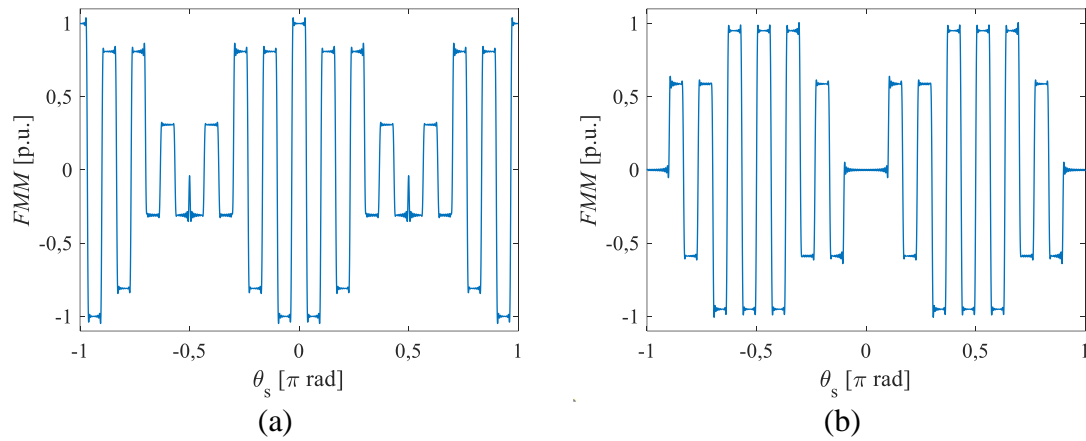


**Figura 53 – Formas de onda da  $FMM$  normalizada na máquina com  $m = 3$ ,  $v_3 = 0$ , (a)  $\theta_e = 0$  [rad] e (b)  $\theta_e = \pi/2$  [rad].**



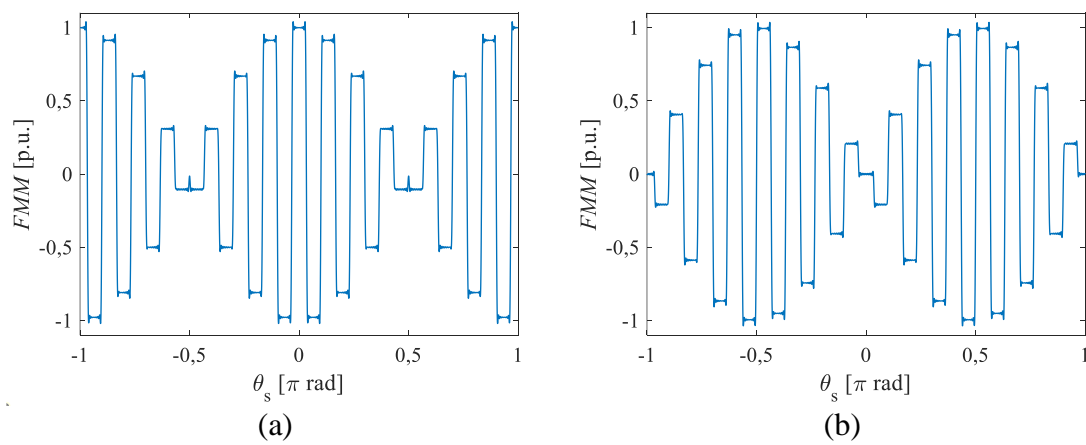
Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 54 – Formas de onda da  $FMM$  normalizada na máquina com  $m = 5$ ,  $v_3 = 0$ , (a)  $\theta_e = 0$  [rad] e (b)  $\theta_e = \pi/2$  [rad].**



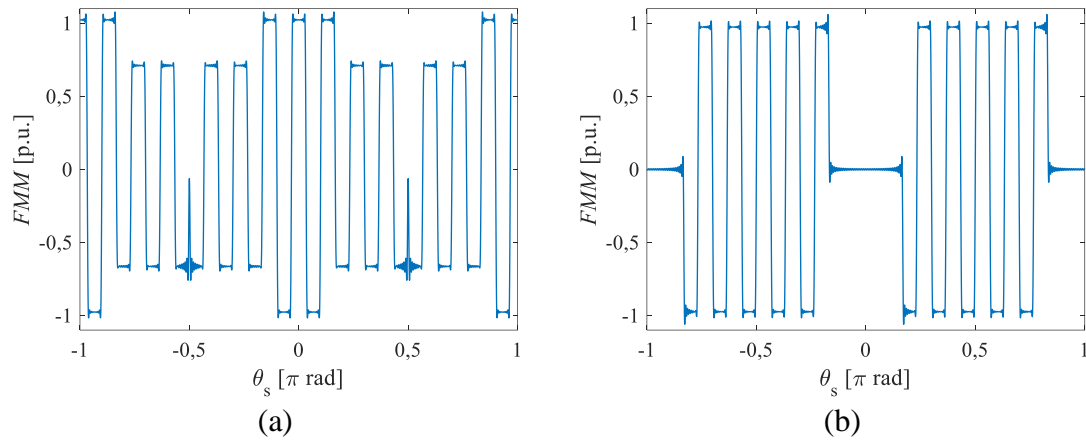
Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 55 – Formas de onda da  $FMM$  normalizada na máquina com  $m = 15$ ,  $v_3 = 0$ , (a)  $\theta_e = 0$  [rad] e (b)  $\theta_e = \pi/2$  [rad].**



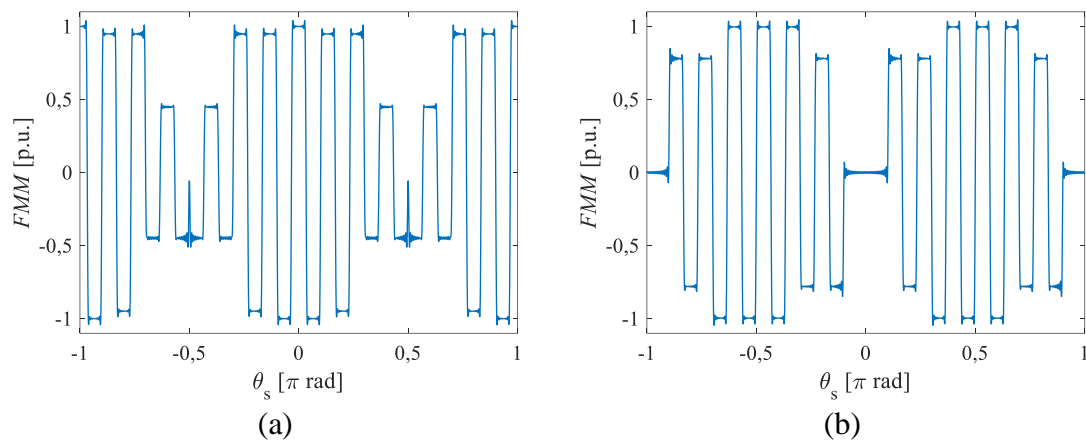
Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 56 – Formas de onda da  $FMM$  normalizada na máquina com  $m = 3$ ,  $v_3 = 1$ , (a)  $\theta_e = 0$  [rad] e (b)  $\theta_e = \pi/2$  [rad].**



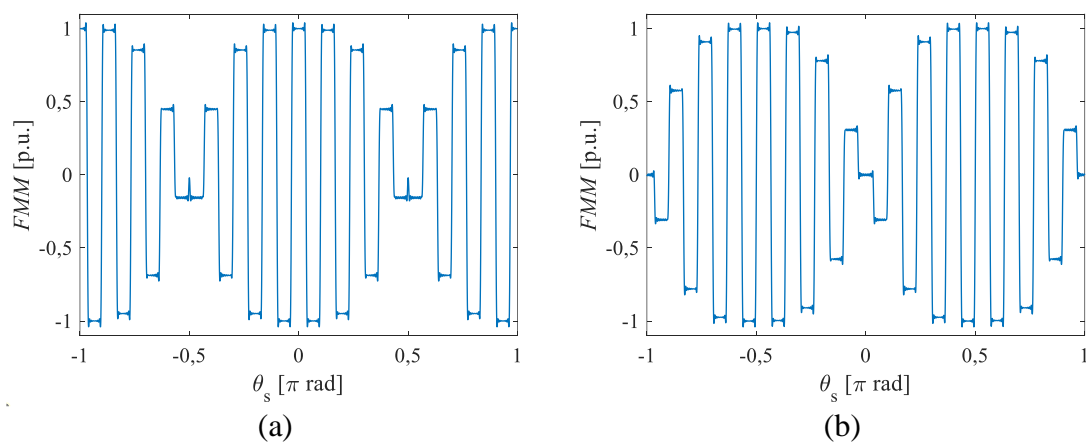
Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 57 – Formas de onda da  $FMM$  normalizada na máquina com  $m = 5$ ,  $v_3 = 1$ , (a)  $\theta_e = 0$  [rad] e (b)  $\theta_e = \pi/2$  [rad].**



Fonte: Elaborado pelo autor.

**Figura 58 – Formas de onda da  $FMM$  normalizada na máquina com  $m = 15$ ,  $v_3 = 1$ , (a)  $\theta_e = 0$  [rad] e (b)  $\theta_e = \pi/2$  [rad].**



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.2.3. Conjugado Eletromagnético

Através do conceito da lâmina infinitesimal de corrente na superfície da armadura (grandezas  $F_{Kpx}$  e  $B_{zgM}$  em fase) é calculada, em uma linha no entreferro utilizando o sistema de coordenadas cilíndricas, a distribuição espacial do elemento diferencial da densidade superficial de conjugado eletromagnético  $TD_{em}$  de ação/reação entre a armadura e o rotor em 1 dos entreferros, com unidades [Nm/m<sup>2</sup>], de acordo com

$$\frac{\partial}{\partial r} \left( \frac{\partial T_{em}(r, \theta_s)}{r \partial \theta_s} \right) = TD_{em} = F_{Kpx}(r, \theta_s) B_{zgM}(r, \theta_s). \quad (105)$$

O conjugado eletromagnético total  $T_{em}$  da máquina pode ser obtido através do valor médio da distribuição espacial de  $TD_{em}$ , o número de ranhuras e a área anular da face dos rotores, de acordo com

$$T_{em} = Q_a \int_{R_{iM}}^{R_{oM}} \int_{-\pi}^{\pi} F_{Kpx}(r, \theta_s) B_{zgM}(r, \theta_s) r dr d\theta_s. \quad (106)$$

Com o intuito de apresentar uma expressão geral, em (106) as grandezas  $F_{Kpx}$  e  $B_{zgM}$  são dependentes do raio  $r$ , o que está de acordo com a geometria trapezoidal da máquina tanto nos ímãs permanentes como nas faces polares dos segmentos da armadura. Conforme discutido na Seção 3.2, neste trabalho adotou-se a geometria trapezoidal nos ímãs permanentes e a setorial nas faces dos segmentos da armadura. Entretanto, para simplificação do modelo analítico para o conjugado eletromagnético, considerou-se a máquina setorial, na qual na geometria setorial, na qual  $F_{Kpx}$  e  $B_{zgM}$  são invariantes com o raio. Desta forma, obtém-se a expressão

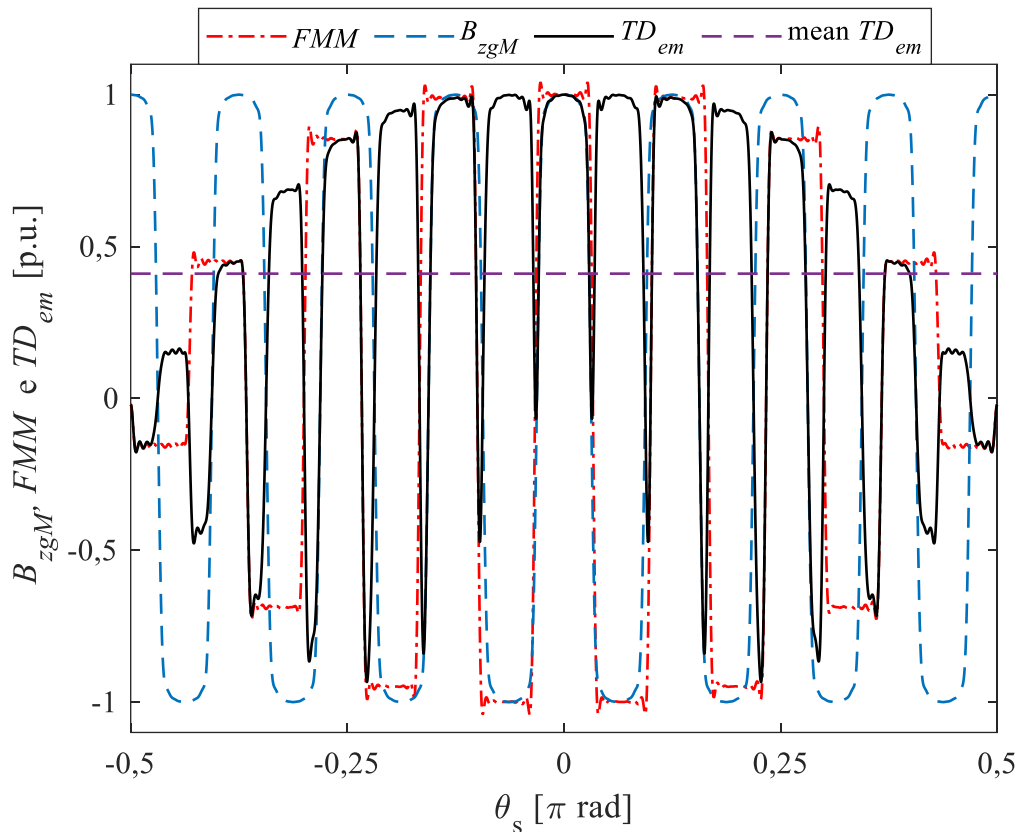
$$T_{em} = \frac{1}{2} Q_a (1 - k_{rM}^2) R_{oM}^2 \int_{-\pi}^{\pi} F_{Kpx}(\theta_s) B_{zgM}(\theta_s) d\theta_s. \quad (107)$$

É importante observar que estas expressões são válidas para 1 entreferro. No caso de máquinas com duplo entreferro, tais como a YASA, o resultado total deve ser multiplicado por 2 para descrever 2 entreferros/rotores.

A Figura 59 apresenta os resultados para as grandezas  $FMM$ ,  $B_{zgM}$ ,  $TD_{em}$  e para o valor médio de  $TD_{em}$ , com  $m = 15$  e  $v_3 = 1$ . É possível observar que a curva de  $TD_{em}$  é construída a partir do produto em cada ponto infinitesimal de  $F_{Kpx}$  (representada pela  $FMM$  no gráfico) e de  $B_{zgM}$ . As maiores amplitudes da distribuição de  $TD_{em}$  ocorrem onde a  $FMM$  tem maior amplitude e está em fase com  $B_{zgM}$ . Entretanto, quando há uma defasagem espacial, são observados valores negativos na distribuição de  $TD_{em}$ . Ainda assim, os valores positivos são predominantes, resultando em um valor médio positivo. O valor médio obtido para a distribuição espacial de  $TD_{em}$  é inferior ao determinado pelas equações do conjugado eletromagnético de dimensionamento analítico (0,5 p.u.), mesmo considerando neste apenas a fundamental espacial para os carregamentos elétrico e magnético. A justificativa para esta diferença está na utilização de  $q$  fracionário, que inerentemente possui na distribuição espacial de  $TD_{em}$  com intervalos nos quais existe oposição ao conjugado síncrono. Entretanto, é importante destacar que a justificativa para a utilização de  $q$  fracionário em máquinas com armadura segmentada ferromagnética é a aplicação de enrolamentos concentrados nos segmentos e a redução do conjugado de engrenamento.

A comparação entre os conjugados estáticos máximos ( $FMM = 1730$  A) para a máquina com  $m = 3, 5$  e  $15$ , com e sem a injeção da terceira harmônica de corrente, determinada pelos modelos analítico e numérico é apresentada na Tabela 13.

**Figura 59 – Distribuição espacial das grandezas  $FMM$ ,  $B_{zgM}$ ,  $TD_{em}$  e para o valor médio de  $TD_{em}$ , com  $m = 15$  e  $v_3 = 1$ .**



Fonte: Elaborado pelo autor.

**Tabela 13 – Comparativo dos resultados dos modelos teóricos para o conjugado eletromagnético estático [Nm] com  $FMM = 1730$  [A] e  $\theta_e = 0$ .**

$m$	3		5		15	
$i_a$	$i_{a1}$	$i_{a1+3}$	$i_{a1}$	$i_{a1+3}$	$i_{a1}$	$i_{a1+3}$
<b>Análítico</b>	94,3	104,6	96,8	107,9	98,2	109,3
<b>Numérico</b>	90,7	103,9	91,8	104,3	93,0	105,9

A partir da análise da Tabela 13 é validado o modelo analítico, tomando com referência o modelo numérico uma vez que a diferença entre os resultados é pouco significativa, considerando as restrições impostas ao do modelo analítico frente ao modelo numérico 3D, que considera anisotropia, não linearidades e efeitos de saturação magnética. Os resultados do modelo analítico serão novamente avaliados na análise comparativa apresentada na Seção 5.3, que trata da validação experimental do conjugado eletromagnético estático.

#### 4.2.4. Tensão Induzida a Vazio

Considerando as máquinas de fluxo axial, desprezando-se o espraiamento, o fluxo disperso em qualquer direção no rotor, no entreferro e na armadura, além de materiais ferromagnéticos ideais, condutores na direção radial alojados em ranhuras, a amplitude da  $v$ -ésima componente da tensão induzida a vazio nos enrolamentos da armadura,  $\hat{E}_{wv}$ , pode ser determinada por

$$\hat{E}_{wv} = N_w \omega_m K_{pv} \hat{\Phi}_{zpv}, \quad (108)$$

onde  $\hat{\Phi}_{zpv}$  é a amplitude da  $v$ -ésima ordem harmônica do fluxo concatenado pelos enrolamentos da armadura. O fluxo concatenado pode ser determinado a partir da densidade de fluxo magnético  $B_{zgM}$  e a área polar. Em termos de variáveis já definidas neste trabalho,  $\hat{E}_{wv}$  pode ser reescrita como

$$\hat{E}_{wv} = N_w \omega_m K_{pv} \hat{B}_{zgMv} R_{oM}^2 (1 - K_{rM}^2). \quad (109)$$

A forma de onda da tensão induzida a vazio nos enrolamentos, em função do ângulo elétrico  $\theta_e = \omega_e t = p\theta_m = p\omega_m t$ , pode ser obtida através da série de Fourier

$$e_w(\theta_e) = N_w \omega_m R_{oM}^2 (1 - K_{rM}^2) \sum_{v=1,3,5\dots}^{v_{Max}} K_{pv} \hat{B}_{zgMv} \cos(v\theta_e). \quad (110)$$

A forma de onda da tensão induzida a vazio por grupo de fase, em função do ângulo elétrico  $\theta_e$ , também pode ser obtida através da série de Fourier, ou seja,

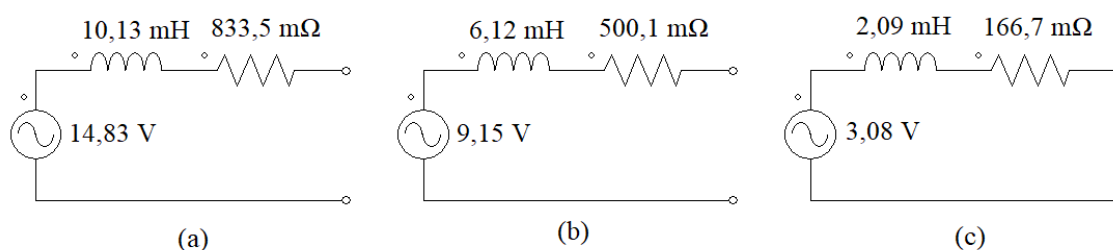
$$e_{phase}(\theta_e) = Z N_w \omega_m R_{oM}^2 (1 - K_{rM}^2) \sum_{v=1,3,5\dots}^{v_{Max}} K_{wv} \hat{B}_{zgMv} \cos(v\theta_e). \quad (111)$$

Os resultados do modelo analítico para a tensão induzida a vazio serão apresentados Seção 5.2, para fins de análise comparativa com os resultados numéricos e experimentais.

### 4.3. CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE

O circuito elétrico equivalente de parâmetros concentrados por grupo de fase, para a frequência fundamental, obtido por simulação numérica transiente com conexão em estrela sem condutor de neutro, para  $m=3$ , 5 e 15, é apresentado na Figura 60 (a), (b) e (c), respectivamente.

**Figura 60 – Circuito elétrico equivalente por grupo de fase, para a frequência elétrica fundamental de 50 [Hz]: (a)  $m=3$ , (b)  $m=5$  e (c)  $m=15$ .**



**Fonte:** Elaborado pelo autor.

Para a obtenção do circuito elétrico equivalente é necessário estimar a resistência elétrica de fase, a indutância síncrona e a tensão induzida a vazio.

O pacote de software utilizado não faz a estimativa da resistência elétrica dos enrolamentos. O valor da resistência por bobina poderia ser obtido através de uma estimativa analítica, considerando o volume projetado para os enrolamentos, a bitola do condutor cilíndrico, o fator de ocupação pelos condutores e os números de camadas e espiras de cada bobina. Entretanto, para a melhor estimativa de tal circuito equivalente, neste trabalho, optou-se por utilizar o valor experimental a 20 [°C] da resistência dos enrolamentos, com 61 espiras. Portanto, os valores de resistência elétrica de fase,  $R_{ph}$ , mostrados na Figura 60 são baseados no valor médio experimental por bobina (166,7 [mΩ] a 20 [°C]), discutido no Capítulo 5 deste documento.

O valor eficaz da componente fundamental da tensão induzida a vazio,  $E_{a1}$ , é obtido pelo modelo numérico transiente em regime permanente, com imposição de velocidade

mecânica constante de  $2\pi 50/16$  [rad/s]. Esta velocidade mecânica resulta em uma frequência elétrica  $f_e=50$  [Hz]; portanto, os valores apresentados na Figura 60 foram obtidos para esta velocidade angular mecânica. Considera-se, em engenharia, que existe uma linearidade entre os valores da tensão induzida a vazio e a velocidade angular imposta à máquina. Portanto, o valor desta grandeza pode ser normalizado pela velocidade angular mecânica.

A indutância síncrona,  $L_s$ , pode ser obtida matematicamente através de

$$L_s = \frac{1}{2\pi f_e} \sqrt{\left(\frac{E_{a1}}{I_{a1}}\right)^2 - R_{ph}^2}, \quad (112)$$

onde  $I_{a1}$  é o valor eficaz da componente fundamental da corrente elétrica obtida por meio de simulação numérica transiente com os terminais elétricos em curto-circuito na conexão estrela sem condutor de neutro e com velocidade angular mecânica de  $2\pi 50/16$  [rad/s].



## 6. CONCLUSÃO

A conclusão geral da tese é a confirmação da hipótese proposta pelos quatro aspectos de projeto abordados na significativa contribuição ao desempenho da máquina YASA no tocante à densidade de conjugado.

Destaca-se que, as contribuições científicas oriundas nesta tese incluem:

- A dedução das equações de dimensionamento das máquinas de fluxo axial incluindo as 3 grandezas utilizadas para a descrição do carregamento elétrico ( $J$ ,  $A$  e  $I$ ) avaliados em um raio ativo qualquer do entreferro;

- O desenvolvimento de modelos geométricos parametrizados setorial e trapezoidal, considerando invariantes as áreas de seção transversal dos elementos ativos da máquina, viabilizando uma análise comparativa justa;

- O desenvolvimento de uma formulação para a injeção da terceira harmônica de corrente com amplitude da forma de onda da composição harmônica invariante, visando aumentar o conjugado sem desmagnetizar os ímãs permanentes;

- A análise comparativa da produção de conjugado eletromagnético e das figuras de méritos associadas para a máquina YASA, através de modelos numéricos tridimensionais considerando os quatro aspectos de projeto estudados;

- A utilização do HGO, incluindo nos modelos numéricos a modelagem da anisotropia, e a avaliação comparativa com o NGO, considerado isotrópico; ambos os materiais produzidos pelo mesmo fabricante e com espessuras similares;

- O incremento na densidade de conjugado máximo em 31,79 % pela influência da utilização dos 4 parâmetros de projeto avaliados numericamente. O incremento de 21,16 % avaliados experimentalmente, abordando o número de fases e a injeção da 3ª ordem harmônica de corrente.

Consideram-se aspectos relevantes os valores para as figuras de mérito relativas ao conjugado, entre eles: o valor obtido numericamente para a máxima densidade de conjugado, de aproximadamente 100 [kNm/m<sup>3</sup>]. Utilizando-se o resultado numérico para o conjugado máximo e a massa total do protótipo, o conjugado específico máximo é de aproximadamente 19,5 [Nm/kg]. Estes aspectos são de especial interesse para as aplicações emergentes que requerem necessariamente a maximização desta figura de mérito, em especial para as aplicações com atuação direta. Os valores máximos para a densidade de conjugado e para o conjugado específico não foram obtidos experimentalmente; fato devido a limitação dos equipamentos laboratoriais disponíveis para os ensaios e requer a implementação da refrigeração líquida e a análise térmica para a determinação do tempo máximo de operação nesta condição específica sem comprometer a integridade da máquina.

A análise e validação experimental permitiu a avaliação das diferenças entre os modelos no tocante à tensão induzida a vazão e ao conjugado estático. Em geral, os resultados experimentais são congruentes aos obtidos pelos modelos teóricos do ponto de vista da engenharia, validando as previsões pelos modelos teóricos no tocante aos objetivos gerais desta tese.

É relevante mencionar que o estudo iniciado com esta tese será continuado através do projeto de pesquisa aprovado no âmbito do edital Edital Fundep - Rota 2030 – Chamadas Linha V – Propulsão Alternativa à Combustão; visando a aplicação da máquina YASA multifásica em aplicações de tração veicular. Dentre as ações futuras previstas estão:

- A implementação da refrigeração líquida;
- A obtenção do mapa de rendimento em modos motor e gerador;

- O desenvolvimento de inversores multifásicos para o acionamento da máquina com até 15 fases e a injeção de harmônicas de corrente na armadura;
- O desenvolvimento do acionamento eletrônico com controle vetorial da máquina multifásica.
- O estudo da máquina multifásica operando sob falha;

## REFERÊNCIAS

AIRBUS. **Airbus, Rolls-Royce, and Siemens team up for electric future partnership launches E-Fan X hybrid-electric flight demonstrator**. 2017. Disponível em: <http://www.airbus.com/newsroom/press-releases/en/2017/11/airbus--rolls-royce--and-siemens-team-up-for-electric-future-par.html>. Acesso em: 21 out. 2020.

ALBERTI, L.; BIANCHI, N. Theory and design of fractional-slot multilayer windings. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 49, n. 2, p. 841–849, 2013.

AK STEEL. **TRAN-COR® H Grain Oriented Electrical Steels**. 2013. Disponível em: [https://www.aksteel.eu/files/downloads/TRAN-COR\\_H\\_%20Grain\\_Oriented\\_Electrical\\_Steel.pdf](https://www.aksteel.eu/files/downloads/TRAN-COR_H_%20Grain_Oriented_Electrical_Steel.pdf). Acesso em: 28 mar. 2019.

AK STEEL. **DI-MAX® HF-10X Cold Rolled Fully Processed Nonoriented Electrical Steel**. 2018. Disponível em: <https://www.aksteel.com/sites/default/files/2019-10/di-max-hf-10x.pdf>. Acesso em: 06 jan. 2020.

AYDIN, M.; LIPO, T. A. Torque quality and comparison of internal and external rotor axial flux surface-magnet disc machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 53, n. 3, p. 822–830, 2006.

AYDIN, M.; GULEC, M. Reduction of cogging torque in double-rotor axial-flux permanent-magnet disk motors: a review of cost-effective magnet-skewing techniques with experimental verification. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 61, n. 9, 2014.

BIANCHI, N.; DAI PRÉ, M.; ALBERTI, L.; FORNASIERO, E. **Theory and design of fractional-slot PM machines**. Seattle: CLEUP, 2007.

CAMPBELL, P. Principles of a permanent-magnet axial-field d.c. machine. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**. [S. l.], v.121, n.12, p.1489-1494, 1974.

CARICCHI, F. *et al.* Design and construction of a wheel-directly-coupled axial-flux PM motor prototype for EVs. *In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING*, 1994, Denver. **Proceedings** [...] Denver: IEEE, 1994. p. 254–261.

CROS, J.; VIAROUGE, P. Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings. *In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE*, 1999, Seattle. **Proceedings** [...] Seattle: IEEE, 1999. p. 725–727.

DE BISSCHOP, J. *et al.* Analytical model for combined study of magnet demagnetization and eccentricity defects in axial flux permanent magnet synchronous machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, [s. l.], v. 53, n. 9, p. 1–12, 2017.

EL-REFAIE, A. M. Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: opportunities and challenges. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 57, n. 1, p. 107–121, 2010.

GIERAS, J. F.; WANG, R.-J.; KAMPER, M. J. **Axial flux permanent magnet brushless machines**. Dordrecht: Springer Netherlands, 2008.

GOLOVANOV, D. *et al.* Multidomain optimization of high-power-density PM electrical machines for system architecture selection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 65, n. 7, p. 5302–5312, 2018.

GOLTZ, E. **Estudo de máquina elétrica de fluxo axial aplicada a sistema de tração automotiva com acoplamento direto e frenagem regenerativa**. Dissertação (Mestrado em Engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2012.

HERRANZ GRACIA, M.; HAMEYER, K. Influence of the magnetic anisotropy on electrical machines. *In*: WIAK, S.; KRAWCZYK, A.; DOLEZEL, I. (ed.). **Advanced Computer Techniques in Applied Electromagnetics**. Berlin: IOS Press Ebooks, 2008. p. 39-46.

JACOBSON, M. Z. *et al.* 100% clean and renewable wind, water, and sunlight all-sector energy roadmaps for 139 countries of the world. **Joule**, [s. l.], v. 1, n. 1, p. 108–121, 2017.

JAYASUNDARA, J. W. K. K.; MUNINDRADASA, D. A. I. Design of multi phase in-wheel axial flux permanent magnet motor for electric vehicles. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL AND INFORMATION SYSTEMS, 1., 2006, Peradeniya. **Proceedings** [...] Peradeniya: IEEE, 2006. p. 510–512.

KOENIGSEGG. **The Regeera – a new era**. 2018. Disponível em: <https://www.koenigsegg.com/regeera/>. Acesso em: 21 out. 2020.

KOWAL, D. *et al.* Comparison of nonoriented and grain-oriented material in an axial flux permanent-magnet machine. **IEEE Transactions on Magnetics**, [s. l.], v. 46, n. 2, p. 279–285, 2010.

LOUREIRO, L. T. R. **Um estudo sobre a máquina Torus**. Tese (Doutorado em Engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2008.

PALTANEA, V. M.; PALTANEA, G.; GAVRILA, H. Some important effects of the water jet and laser cutting methods on the magnetic properties of the non-oriented silicon iron sheets. *In*: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED TOPICS IN ELECTRICAL ENGINEERING, 2015, Bucharest. **Proceedings** [...] Bucharest: IEEE, 2015. p. 452–455.

PARSA, L. On advantages of multi-phase machines. *In*: ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 31., 2005, Raleigh. **Proceedings** [...] Raleigh: IEEE, 2005. p. 1-6.

PELLEGRINO, G. *et al.* **The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors**. Cham: Springer International Publishing, 2016.

PEREIRA, L. A. Influence of some design parameters on the peak torque of current

inverter fed synchronous machines with high phase number. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONIC DRIVES AND ENERGY SYSTEMS FOR INDUSTRIAL GROWTH*, 1998, Perth. **Proceedings** [...] Perth: IEEE, 1998. p. 504–509.

PONOMAREV, P. *et al.* Inductance calculation of tooth-coil permanent-magnet synchronous machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 61, n. 11, p. 5966–5973, 2014.

PYRHÖNEN, J.; JOKINEN, T.; HRABOVCOVÁ, V. **Design of rotating electrical machines**. Chichester, UK: John Wiley & Sons Ltd, 2013.

QU, R.; LIPO, T. A. Design and parameter effect analysis of dual-rotor, radial-flux, toroidally wound, permanent-magnet machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 40, n. 3, p. 771–779, 2004.

RONGHAI QU; LIPO, T. A. Dual-rotor, radial-flux, toroidally wound, permanent-magnet machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 39, n. 6, p. 1665–1673, 2003.

SAHIN, F. **Design, development and testing of a high-speed axial-flux permanent-magnet machine**. Tese (Doutorado em engenharia)-Eindhoven University of Technology, Eindhoven, 2001.

SCHNEIDER, M.; HUBERT, M.; FRANKE, J. Influence of cutting edge on core loss induced through various manufacturing parameters. *In: INTERNATIONAL ELECTRIC DRIVES PRODUCTION CONFERENCE*, 6., 2016, Nuremberg. **Proceedings** [...] Nuremberg: IEEE, 2016. p. 186–192.

SERGEANT, P.; VANSOMPEL, H.; DUPRE, L. Performance and implementation issues considering the use of thin laminated steel sheets in segmented armature axial-flux PM machines. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES*, 2014, Berlin. **Proceedings** [...] Berlin: IEEE, 2014. p. 1363–1369.

SERGEANT, P.; VANSOMPEL, H.; DUPRÉ, L. Influence of stator slot openings on losses and torque in axial flux permanent magnet machines. **Mathematics and Computers in Simulation**, [s. l.], v. 130, p. 22–31, 2016.

SIEMENS. **Siemens develops world-record electric motor for aircraft**. 2015. Disponível em: <https://press.siemens.com/global/en/pressrelease/siemens-develops-world-record-electric-motor-aircraft>. Acesso em: 21 out. 2020.

SURONG HUANG *et al.* A comparison of power density for axial flux machines based on general purpose sizing equations. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 14, n. 2, p. 185–192, 1999.

SURONG HUANG *et al.* A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 34, n. 1, p. 92–97, 1998.

VANSOMPEL, H. *et al.* A combined wye-delta connection to increase the performance

of axial-flux PM machines with concentrated windings. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 27, n. 2, p. 403–410, 2012.

VANSOMPEL, H. *et al.* Coupled electromagnetic and thermal analysis of an axial flux PM machine. **IEEE Transactions on Magnetics**, [s. l.], v. 51, n. 11, p. 1–4, 2015.

VUN, S. T.; MCCULLOCH, M. D. Optimal design method for large-scale YASA machines. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 30, n. 3, p. 900–907, 2015.

WOOLMER, T. J.; MCCULLOCH, M. D. Analysis of the yokeless and segmented armature machine. *In*: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES & DRIVES CONFERENCE, 2007, Antalya. **Proceedings** [...] Antalya: IEEE, 2007. p. 704–708.

WOOLMER, T. J.; MCCULLOCH, M. D. Axial flux permanent magnet machines: a new topology for high performance applications. *In*: IET HYBRID VEHICLE CONFERENCE, 2006, Coventry. **Proceedings** [...] Coventry: IEEE, 1999. p. 27–42.

YASA Limited. **YASA-motors**. 2018. Disponível em: <http://www.yasamotors.com/>. Acesso em: 21 out. 2020.

ZIMMERMANN, M.; CENTNER, M.; STIEBLER, M. Five-phase permanent magnet synchronous machine under consideration of the third current harmonic. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES, 22., 2016, Lausanne. **Proceedings** [...] Lausanne: IEEE, 2016. p. 2784–2788.