

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
COORDENAÇÃO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RODRIGO APARECIDO DE SOUSA MOREIRA

**MODELO DE DIMENSIONAMENTO DE GERADORES SÍNCRONOS
DE NÚMERO DE RANHURAS POR POLO POR FASE FRACIONÁRIO
E ENROLAMENTO DE CAMADA DUPLA COM ÍMÃS PERMANENTES
DE FERRITE DE SUPERFÍCIE**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PATO BRANCO

2018

RODRIGO APARECIDO DE SOUSA MOREIRA

**MODELO DE DIMENSIONAMENTO DE GERADORES
SÍNCRONOS DE NÚMERO DE RANHURAS POR POLO POR FASE
FRACIONÁRIO E ENROLAMENTO DE CAMADA DUPLA COM ÍMÃS
PERMANENTES DE FERRITE DE SUPERFÍCIE**

Trabalho de Conclusão de Curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Elétrica da Coordenação de Engenharia Elétrica – COELT – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, Campus de Pato Branco, como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. José Fabio Kolzer

PATO BRANCO

2018

TERMO DE APROVAÇÃO

O Trabalho de Conclusão de Curso intitulado **MODELO DE DIMENSIONAMENTO DE GERADORES SÍNCRONOS DE NÚMERO DE RANHURAS POR POLO POR FASE FRACIONÁRIO E ENROLAMENTO DE CAMADA DUPLA COM ÍMÃS PERMANENTES DE FERRITE DE SUPERFÍCIE** do acadêmico **Rodrigo Aparecido de Sousa Moreira** foi considerado **APROVADO** de acordo com a ata da banca examinadora N° **208** de **2018**

Fizeram parte da banca dos professores:

Prof. Dr. José Fabio Kolzer

Prof. Me. César Augusto Portolann

Prof. Me. Hervê Stangler Irion

Prof. Dr. Kleiton de Moraes Souza

A Ata de Defesa assinada encontra-se na Coordenação do Curso de

Engenharia Elétrica

DEDICATÓRIA

À minha avó, Tereza, (*in memoriam*)

e à minha sobrinha, Laura

AGRADECIMENTOS

A Deus, meu protetor e guia. Minha mãe, Placedina, que detém o maior amor do mundo dentro de si. Ao meu Orientador, Prof. José Fabio, pela paciência e doação de seu valioso conhecimento. Ao meu irmão, Ronaldo. E a todas as pessoas gigantes que me auxiliaram de tantas formas diferentes a obter minha formação. Gratidão, gratidão, gratidão.

Aldiney Fontana

Célio Degaraes

Eider Balena

Fabio Eduardo Dembinski

Guilherme Augusto Cecato

José Miguel Etchalus (Prof. Eng. Civil)

Lourdes Terezinha Graebin Parise (Prof. CALEM)

Lucas Fernando Ferreira

Luciano Pereira de Azevedo (e todos da Neobrand)

Luiz Gomes (Najar)

Marcelo Augusto dos Reis Castro

Marco Túlio Guerreiro

Margarida Aparecida Ferreira

Maria de Lourdes Sant'Anna Dal Molin (Prof. Eng. Elétrica)

Marlon Luis Grando

Mauro Garcia Filho (Najar)

Paulo Malena (Najar)

Pedro Henrique Soares Moreira

Rafael Zamodzki

Ricardo Francisco de Celis

Sr. Jair, e sua esposa

Thiane Cristina Bavaresco (NUAPE)

“Se cheguei até aqui foi porque me apoiei em ombros de gigantes”

(Isaac Newton)

RESUMO

MOREIRA, Rodrigo Aparecido de Sousa. Modelo de dimensionamento de geradores síncronos de número de ranhura por polo por fase fracionário e enrolamento de camada dupla com ímãs permanentes de ferrite de superfície. 2018. 147 f.

Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco.

Este trabalho propõe a utilização de um modelo analítico de dimensionamento para determinar as principais dimensões geométricas de um gerador síncrono com ímãs permanentes de ferrite de superfície. Inicialmente é abordado sobre a importância que a geração eólica de eletricidade tem para o Brasil, que é um país com grandes hidrografias. É provado, pelos conceitos do físico Albert Betz, que a conversão de potências de uma turbina eólica possui relação direta com a forma e do número de hélices (ou pás). Adiante, são explanados os tipos de geradores síncronos com ímãs permanentes disponíveis na literatura, dando foco aos que são aplicados à geração eólica. A topologia de rotor interno é adotada e examinada ao longo do texto. A escolha dos ímãs de ferrite advém de duas vantagens principais que envolvem economia e imunização às perdas por correntes de Foucault por eles não serem metálicos. Por fim, aborda-se os enrolamentos de camada dupla e é apresentado a bobinagem da máquina que possui número de ranhuras por polo por fase fracionário que ameniza a manifestação do *cogging* torque, característico em máquinas desse gênero. São elaborados três projetos até atingir um grau de satisfação com foco da minimização do erro de fem. O projeto evolução um agrega o efeito da dispersão dos ímãs que não foi adotado no projeto base, e o projeto evolução dois é parcialmente reestruturado pelo fator de Carter. São verificados aumentos em cadeia da tensão induzida, no seu harmônico fundamental e no fluxo, à medida em que se progride com as simulações. O dimensionamento da máquina é apresentado, porém a simulação em carga mostra que, embora a fem esteja com erro percentual de apenas 1,83 %, a máquina não está totalmente pronta para a manufatura, pois a tensão de terminal ficou bem abaixo dos 220 V de linha esperados (191,6 V *rms*)

Palavras – Chave: Geradores eólicos, ímãs permanentes, geradores de rotor interno, topologia com ímãs de superfície, enrolamento de camada dupla, EFCAD

ABSTRACT

MOREIRA, Rodrigo Aparecido de Sousa. Sizing model of synchronous generators of slot number per pole per phase fractional and double layer winding with permanent ferrite surface magnets. 2018. 147 f.

Undergraduate Final Project - Electrical Engineering Course, The Federal University of Technology - Paraná. Pato Branco.

This work presents the use of a analytic dimensional model to determine the principal geometric dimensions of a permanent magnet synchronous generator. The importance of eolic electricity generation to Brazil, which is a country with large hydrographies, is first approached. It is proved, by the Albert Betz's concepts, that the power conversions of a turbine has direct relationship with the shape and the number of blades. Next, the types of the types of permanent magnet generators available in the literature are explained, with focus on those applied to eolic generation. The internal rotor topology is adopted and examined in the text. The choice of ferrite magnets comes from two main advantages involving economy and immunization to Foucault currents due to the magnets not being metallic. Three projects are elaborated to reach a satisfactory degree with focus on the minimization of the cmf error. The project evolution one embody the effect of magnet dispersion which was not considered in the base project, and the project evolution two is partially restructured by the Carter factor. It is verified the chain increase of induced voltage, in its fundamental harmonic and in the flux, as the simulation progresses. The sizing of the machine is shown, but the on-load simulation shows that although the emf has a percentage error of only 1.83%, the machine is not fully ready for manufacture because the terminal voltage is below 220 V of expected line (191.6 V *rms*).

Keywords: direct-driven, wing power generators, ferrite permanent magnet, intern rotor, double layer windings, EFCAD.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Complementariedade entre a geração hidrelétrica e eólica	24
Figura 2.2 - Tubo de Betz	26
Figura 2.3 - Classificação das principais tecnologias utilizadas em turbinas eólicas	27
Figura 2.4 - Modelos de PMSG eólicos de baixa potência nominal	29
Figura 2.5 - Representação de um sistema eólico de baixa potência isolado	30
Figura 2.6 - Diferentes topologias quanto à alocação dos ímãs para fluxo radial	33
Figura 2.7 - Diferentes topologias quanto à alocação dos ímãs para fluxo axial	34
Figura 2.8 - Caminho do fluxo principal para um par de polos em uma PMSM a) e seu correspondente circuito magnético b)	36
Figura 2.9 - Reta de carga e o coeficiente de permeância para o ferrite a 20°	38
Figura 2.10 - Diagrama com as ramificações dos enrolamentos excêntricos	43
Figura 2.11 - Cabeça de bobina	45
Figura 2.12 - Comparação entre as cabeças de bobinas de diferentes enrolamentos (vista lateral da máquina)	46
Figura 3.1 - Peças de ímãs de ferrite	49
Figura 3.2 - Sentido de distribuição das bobinas	52
Figura 3.3 - Distribuição das três primeiras bobinas da fase 1	53
Figura 3.4 - Distribuição das nove bobinas da fase 1	53
Figura 3.5 - Distribuição das três primeiras bobinas da fase 2	54
Figura 3.6 - Distribuição das 27 bobinas para as três fases da máquina	55
Figura 3.7 - Parâmetros principais de dimensão do PMSG	58

Figura 3.8 - Fluxos de dispersão de uma ranhura considerando enrolamento de camada dupla	69
Figura 3.9 - Domínio de cálculo para o processo de simulações do <i>software</i> EFCAD®	79
Figura 3.10 - Representação do domínio de cálculo imerso em campo magnético estático ..	80
Figura 3.11 - Sequência de uso dos <i>softwares</i> Gmsh, Matlab® e EFCAD®	81
Figura 4.1 - Força eletromotriz (fem) para a máquina de dimensões apresentadas na Tabela 8	84
Figura 4.2 - Fluxo magnético para a máquina de dimensões apresentadas na tabela 8	84
Figura 4.3 - <i>Cogging</i> torque para a máquina de dimensões apresentadas na tabela 8	85
Figura 4.4 - Mapa de fluxo magnético, detalhe do dente no domínio de cálculo, gerado pelo EFCAD, em Teslas (T)	86
Figura 4.5 - Harmônicos da tensão induzida, fem, resultado da simulação no EFCAD	87
Figura 4.6 - Tensão induzida (fem), para a máquina EV1	90
Figura 4.7 - Fluxo magnético para a máquina EV1	90
Figura 4.8 - Comparação entre a tensão induzida Proj. Base e Proj. EV1	91
Figura 4.9 - Comparação entre fluxos magnéticos do Proj. Base e Proj. EV1	91
Figura 4.10 - Mapa de fluxo magnético, detalhe do dente no domínio de cálculo de EV1, gerado pelo EFCAD, em Teslas (T)	92
Figura 4.11 - Comparação <i>cogging</i> torque do Proj. Base e Proj. EV1	93
Figura 4.12 - Harmônicos da tensão induzida, fem, para o Proj. EV1, resultado de simulação no EFCAD	93
Figura 4.13 - Comportamento do fluxo abaixo do estator ao longo de um passo de ranhura, a) o diagrama da onda de densidade de fluxo ao longo de um passo de ranhura, b)	95
Figura 4.14 - Ilustração da parte interna planejada do setor circular abaixo dos dentes que compara a área real com a área efetiva	95
Figura 4.15 - Tensão induzida, (fem) para o Proj. EV2	98
Figura 4.16 - Fluxo para a máquina EV2	98

Figura 4.17 - Comparação entre fluxos magnéticos do Proj. Base, Proj. EV1 e Proj. EV2	99
Figura 4.18 - Comparação entre fluxos magnéticos do Proj. Base, Proj. EV1 e Proj. EV2	99
Figura 4.19 - Comparação <i>cogging</i> torque do Proj. Base, Proj. EV1 e Proj. EV2	100
Figura 4.20 - Harmônico da tensão induzida, fem, para o Proj. EV2, resultado de simulação no EFCAD	101
Figura 4.21 - Região de indução dos ímãs, janela de simulação no EFCAD, em Teslas (T) . . .	103
Figura 4.22 - Corrente de fase com o gerador em carga	104
Figura 4.23 - Tensões de fase com o gerador em carga	104
Figura 4.24 - Tensão de linha e seu valor <i>rms</i> com o gerador em carga	105
Figura 4.25 - Diagrama fasorial do PMSG	106
Figura 4.26 - Modelo elétrico equivalente do PMSG	107

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 -	Comparativo entre os fatores estratégicos dos principais ímãs permanentes	39
Tabela 2 -	Propriedades físicas do ferrite, o ímã permanente cerâmico	49
Tabela 3 -	Especificações de entrada da máquina	56
Tabela 4 -	Opções iniciais do projeto	57
Tabela 5 -	Valores típicos para TRV e σ	59
Tabela 6 -	Massa específica dos materiais que compõem o PMSG	74
Tabela 7 -	Valores adicionais para o cálculo de perdas no ferro	75
Tabela 8 -	Dimensões principais do PMSG	82
Tabela 9 -	Comparativo entre os parâmetros do projeto base e do projeto evolução 1, EV1	89
Tabela 10 -	Parâmetros envolvidos na modificação Carter	97
Tabela 11 -	Comparação das principais características dos projetos base, EV1 e EV2 ...	101
Tabela 12 -	Resultados de indutância de EV2	103
Tabela 13 -	Massa dos elementos do PMSG	108
Tabela 14 -	Perdas de potência do PMSG	108

TABELA DE SÍMBOLOS

Grupo	Tipo	Variável	Sigla	Unidade
Elétrico	Adotado	Densidade de corrente	J	A/mm ²
Elétrico	Adotado	Densidade de cobre	ρ_{Cu}	kg/m ³
Elétrico	Adotado	Densidade do ferrite	$\rho_{ferrite}$	kg/m ³
Elétrico	Adotado	Densidade do ferro	ρ_{Fe}	kg/m ³
Elétrico	Adotado	Fator de potência	$\cos\varphi$	-
Elétrico	Adotado	Frequência	f	Hertz
Elétrico	Adotado	Número de fases	m	unidades
Elétrico	Adotado	Potência Nominal	P_{nom}	Watt
Elétrico	Adotado	Tensão nominal (fase-fase)	V_{nom}	Volts
Elétrico	Calculado	Tensão de fase	V_{af}	Volts
Elétrico	Estimado	Estimação da fem a vazio	E_{af}	Volts
Elétrico	Adotado	Tensão tangencial média	σ	kN/m ²
Elétrico	Calculado	Constante de fem	K_E	Volts. s/rad
Elétrico	Calculado	Corrente elétrica nominal	I_{nom}	Ampères
Elétrico	Calculado	Fator de enrolamento	k_{enr}	-
Elétrico	Calculado	Resistência enrolamentos de armadura	R_f	Ω
Elétrico	Calculado	Rendimento da máquina	η	%
Geométrico	Calculado	Número de espiras em série por fase	N_{fase}	unidades
Geométrico	Calculado	Número de bobinas em série por fase	N_{bfase}	unidades
Geométrico	Calculado	Número de espiras por bobina	N_{ebob}	unidades
Geométrico	Calculado	Número de condutores por ranhura	N_{cran}	unidades
Geométrico	Calculado	Número total de condutores da máquina	Z	unidades
Geométrico	Calculado	Número de condutores por fase	N_{cfase}	unidades
Geométrico	Adotado	Comprimento do entreferro	ag	mm
Geométrico	Adotado	Número de ranhuras por polo por fase	q	-
Geométrico	Adotado	Altura radial do ímã	h_m	mm
Geométrico	Adotado	Fator de redução da largura dos ímãs	FRM	-
Geométrico	Calculado	Comprimento axial do pacote de chapas	L_{stk}	mm
Geométrico	Calculado	Altura do <i>tooth tip</i>	h_{tt}	mm
Geométrico	Calculado	Altura complementar do <i>tooth tip</i>	h_{ctt}	mm
Geométrico	Calculado	Comprimento axial da coroa do estator	h_{ys}	mm
Geométrico	Calculado	Comprimento axial da coroa do rotor	h_{yr}	mm

Grupo	Tipo	Variável	Sigla	Unidade
Geométrico	Calculado	Abertura da ranhura	w	mm
Geométrico	Calculado	Diâmetro do estator no fundo da ranhura	D _{sr}	mm
Geométrico	Calculado	Diâmetro externo do rotor	D _{re}	mm
Geométrico	Calculado	Diâmetro do rotor abaixo dos ímãs	D _{rai}	mm
Geométrico	Calculado	Diâmetro do estator no topo do enrolamento	D _{ste}	mm
Geométrico	Calculado	Diâmetro externo do estator	D _{es}	mm
Geométrico	Calculado	Diâmetro interno do estator	D _{is}	mm
Geométrico	Calculado	Diâmetro interno do rotor	D _{ri}	mm
Geométrico	Calculado	Relação entre L _{stk} e D _{re}	Rdlp	-
Geométrico	Adotado	Fator de enrolamento	k _{enr}	-
Geométrico	Adotado	Fator de preenchimento da ranhura	F _{slot}	%
Geométrico	Calculado	Largura superior da ranhura	h _a	mm
Geométrico	Calculado	Largura inferior da ranhura	h _b	mm
Geométrico	Calculado	Altura da ranhura	S _d	mm
Geométrico	Calculado	Área da ranhura	S _{ran}	mm ²
Geométrico	Calculado	Largura do dente	bd	mm
Geométrico	Calculado	Largura do ímã na direção tangencial	W _m	mm
Geométrico	Calculado	Número total de ranhuras	N _{ran}	mm
Geométrico	Calculado	Passo de ranhura	S _p	mm
Geométrico	Calculado	Passo de ranhura no topo do enrolamento	S _{pte}	mm
Geométrico	Calculado	Passo de ranhura, em graus	α _{ran}	°
Geométrico	Calculado	Passo de ranhura, em radianos	α _{ran_rad}	rad
Geométrico	Calculado	Passo polar dos ímãs, em graus	τ _g	°
Geométrico	Calculado	Passo polar dos ímãs, em radianos	τ _p	rad
Geométrico	Calculado	Abertura angular do ímã, em graus	θ _{ig}	°
Geométrico	Calculado	Abertura angular do ímã, em radianos	θ _{ir}	rad
Geométrico	Calculado	Diâmetro dos fios	D _{fio}	mm
Geométrico	Calculado	Seção transversal dos fios	S _{fio}	mm ²
Geométrico	Calculado	Raio do estator no fundo (inferior) da ranhura	R _{sr}	mm
Geométrico	Calculado	Raio interno do estator	R _{is}	mm
Geométrico	Calculado	Volume do rotor	V _r	L
Magnético	Adotado	Coefficiente de permeância	PC	-
Magnético	Adotado	Indução remanescente (remanente)	B _r	Teslas
Magnético	Adotado	Valor da indução magnética no dente	B _d	Teslas

Grupo	Tipo	Variável	Sigla	Unidade
Magnético	Adotado	Indução magnética média no entreferro	B_g	Teslas
Magnético	Calculado	Indução Magnética media no entreferro por polo	B_{m_op}	Teslas
Magnético	Adotado	Valor da indução magnética no ímã	B_m	Teslas
Magnético	Adotado	Valor de pico de indução na coroa do estator	B_{ys}	Teslas
Magnético	Adotado	Valor de pico de indução na coroa do rotor	B_{yr}	Teslas
Magnético	Calculado	Componente fundamental de indução no entreferro	B_{g1_pico}	Teslas
Magnético	Adotado	Valor de pico de indução no entreferro	B_δ	Teslas
Magnético	Adotado	Valor de pico de indução no rotor	B_r	Teslas
Magnético	Calculado	Fluxo magnético por polo, fundamental B_δ	Φ_p	Weber
Magnético	Calculado	Fluxo no entreferro na frente de um ímã	Φ_g	Weber
Mecânico	Calculado	Torque (conjugado) nominal	T_{nom}	Nm
Mecânico	Calculado	Torque por unidade de volume de rotor	TRV	Nm/m ³
Mecânico	Adotado	Velocidade nominal	N_m	rpm

SUMÁRIO

DEDICATÓRIA	4
AGRADECIMENTOS	5
1. INTRODUÇÃO	18
1.1. Justificativa	18
1.2. Objetivo Geral.....	19
1.3. Organização do Trabalho	20
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	21
2.1 Aspectos Gerais Sobre Geração Eólica.....	21
2.2 Tipos de Geradores de Turbinas Eólicas	25
2.3 Projeto de PMSG: Planejamento e Justificativas.....	28
3. METODOLOGIA E MATERIAIS.....	45
3.1 Definições Quanto a Topologia, Ímãs e Enrolamentos	46
3.2 Parâmetros de Desempenho e Parâmetros Construtivos.....	54
3.3 Processo de Cálculo	56
3.4 Método de Elementos Finitos Aplicado na Análise de Máquinas Elétricas Rotativas	74
4. RESULTADOS E DISCUSSÃO	80
4.1 Projeto Evolução 1 – EV1: Consideração do Coeficiente de Dispersão, c_{dp}	86
4.2 Projeto Evolução 2– EV2: O Fator de Carter	92
4.3 Indutância Síncrona	100
4.3 Simulação Com Carga do PMSG	101
4.4 Massa de Material Ativo, Perdas e Rendimento do PMSG.....	105
5. CONCLUSÃO.....	107
6. REFERÊNCIAS	109
7. APÊNDICE A – Campo Magnetostático no Meio Material.....	114

Comportamento e Classificação de Materiais Magnéticos.....	114
Permeabilidade de Materiais Magnéticos.....	116
Curvas de Magnetização, B-H e Histerese	118
APÊNDICE B – Topologia das máquinas em função da magnetização dos ímãs	125
APÊNDICE C – Coeficiente de Potências para Vários Tipos de Turbinas Eólicas	126
APÊNDICE D – Enrolamento de Oficina Camada Dupla 27 Ranhuras 12 Polos....	127
APÊNDICE E – Determinação Geométrica do Fator de Enrolamento, k_{Enr}.....	128
APÊNDICE F – Roteiro de Cálculos	132
APÊNDICE G – Links para <i>Download</i> dos Códigos de Programação	131
APÊNDICE H – Desenho da Máquina	132
REFERÊNCIAS DOS APÊNDICES	133

1. INTRODUÇÃO

1.1. JUSTIFICATIVA

O mundo tem desfrutado das benesses da geração eólica de eletricidade, que se firmou como um empreendimento limpo e renovável. Tecnicamente, várias unidades de transmissão de acionamento foram desenvolvidas para melhorar a transferência efetiva de energia cinética da turbina eólica para o gerador, que são classificadas em engrenadas e não engrenadas (KIM, *et al.*, 2012). As turbinas com *gearbox*, (da tecnologia engrenada) ganharam rapidamente terreno em face dos tipos de geradores comumente usados - o gerador de indução trifásico gaiola de esquilo, de indução com rotor bobinado, de relutância variável e síncronos (FILHO; CARDOSO, 2014) - todos de velocidades mecânicas de rotação elevadas.

Contudo, o tempo mostrou inconveniências que abalaram a, até então, hegemonia desse tipo de transmissão mecânica de conexão indireta. Embora, a presença da caixa multiplicadora de velocidades seja justificada pelas diferenças entre as velocidades de rotação das pás (menor) com a velocidade de rotação do gerador (maior), sua atuação reduz a eficiência do sistema, porque há perdas energéticas sob a forma de calor, ocasionadas por atritos. De forma especial em aplicações *offshore* (onde os ventos possuem maior velocidades), as múltiplas rodas e mancais sofrem tensão devido à turbulência do vento e qualquer defeito em um único componente pode paralisar toda a turbina (MORRIS, 2011), encarecendo os custos de manutenção.

Nesse contexto, a remoção da caixa de engrenagens da turbina eólica eliminaria parte do fator contrátil ao desempenho do conjunto e traria confiabilidade ao sistema, em contrapartida, realocaria o problema para o agente fundamental do processo de conversão, o gerador: como resolver o impasse das diferenças entre velocidades? Aumentar o número de polos afim de aproximar a velocidade do rotor à velocidade das pás aumentaria o uso de cobre na construção dos geradores mencionados, por serem de excitação elétrica, além de ampliar seu peso e reconfigurar seu tamanho e volume. Essas novas características vão de encontro com os critérios de otimização esperados para uma aplicação realizada sobre uma torre.

A alternativa viável que relaciona tais demandas, descritas anteriormente, veio dos sucessos consecutivos da sintetização de ímãs de terras raras pelas indústrias metal-mecânicas,

que colocou à vista as máquinas elétricas síncronas a ímãs permanentes (PAULA, 2011). Por permitirem construções multipolares de velocidade mecânica reduzida, esses equipamentos tornaram o uso das caixas de engrenagens dispensável, abrindo caminho ao acoplamento direto à turbina. São máquinas compactas e leves já que não possuem seu rotor bobinado; são altamente eficientes e apresentam grande semelhança construtiva aos demais geradores, que evita, portanto, qualquer alteração no seu processo de manufatura (KOLZER, 2017).

Por outro lado, segundo Grauers (1996), há ainda um aspecto ambiental que é atendido quando se é servido do acoplamento de conexão direta em turbinas eólicas. Devido a uma maior homogeneidade energética resultante justamente dessa transmissão sem desvios, ocorre diminuição de ruído (poluição sonora) nos conversores eletrônicos de potência, localizados na saída das máquinas síncronas com ímãs permanentes. Tal fato, é levado em consideração em licenças técnicas-jurídicas que autorizam a construção de parques eólicos próximos a locais de moradia que, mais uma vez, leva a outro benefício sumário da filosofia contemporânea dos sistemas elétricos de potência: trazer a geração próxima aos consumidores.

Este trabalho tem por finalidade propor um modelo de pré-dimensionamento analítico com duas formas de utilização. A primeira é servir de ponto de partida para um modelo mais detalhado e preciso, para ser utilizado na otimização determinística, que necessita do conhecimento de certos parâmetros iniciais de projeto. Já a segunda, permite o aprimoramento de construção de máquinas elétricas síncronas a ímãs permanentes a partir de dados e/ou estudos de outros autores que estejam avançados em resultados de pesquisas deste tipo de máquina elétrica aplicada aos aerogeradores.

1.2. OBJETIVO GERAL

Propor um modelo de dimensionamento de um gerador síncrono de camada dupla e número fracionário de ranhuras por polos por fase, com ímãs de ferrite de superfície.

1.2.1. Objetivos específicos

- Elaborar o pré-projeto de uma máquina elétrica síncrona de número de ranhura por polo por fase fracionário;

- Buscar ferramentas de subsídio para os modelos elétrico e magnético da máquina, afim de facilitar seu projeto e construção;
- Realizar a bobinagem do estator de uma máquina elétrica síncrona de rotor interno com ímãs permanentes de superfície.

1.3. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho de conclusão de curso – TCC, está subdividido em:

Capítulo 2: É apresentado os principais tipos de geradores utilizados na geração eólica de energia elétrica, englobando as diferentes topologias dos geradores síncronos com ímãs permanentes.

Capítulo 3: São discutidos os aspectos referentes às escolhas que devem ser feitas pelo projetista acerca do desenvolvimento do projeto, visando algumas especificações de entrada, opções iniciais de projeto, de modo a se obter parâmetros de saída. Também é abordado os tipos de enrolamentos trifásicos existentes para as máquinas elétricas síncronas bem como o método de bobinagem de uma máquina de 27 ranhuras com 12 polos de enrolamento de camada dupla. Adiante, são apresentadas todas as equações empregadas no modelo analítico de dimensionamento, cálculo de indutâncias, massa do material ativo, perdas, etc.

Capítulo 4: Esta seção contempla os resultados dos cálculos desenvolvidos na seção anterior (capítulo3) e das simulações. Mais dois projetos são abertos como evolução ao primeiro com foco de melhorar o erro percentual entre a tensão induzida estimada para o projeto base e a tensão induzida apresentada da simulação do EFCAD®.

Capítulo 5: Conclui-se com uma avaliação geral do projeto e se os objetivos, geral e específicos foram atendidos de maneira total e/ou satisfatória.

Capítulo 7: São apresentados vários apêndices que esmiúçam detalhes e aspectos mais profundos da teoria geral do eletromagnetismo para a Engenharia, teoria de Máquinas Elétricas e os códigos de programação utilizados, não somente para a geração do arquivo “.pre”, mas também para a visualização da estrutura física do gerador estudado.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesse capítulo é tratado dos conceitos teóricos que fundamentam o desenvolvimento da pesquisa. Primeiramente, incorre-se em apontar a importância que a geração eólica possui no Brasil, um país com grande número de bacias hidrográficas. Adiante, é resumido a importância do tipo de hélice da turbina conforme o trabalho do físico Albert Betz. Posteriormente, é exposto as diferenças entre os tipos de geradores empregados em turbinas eólicas e, finalmente, dá-se início à explanação aos principais tópicos concernentes ao projeto e planejamento de um gerador elétrico síncrono com ímãs permanentes.

2.1 ASPECTOS GERAIS SOBRE GERAÇÃO EÓLICA

O combustível para o sistema de energia eólica é o vento e, de acordo com Lopez (2012), os ventos são movimentos de massas de ar na atmosfera terrestre que são formados pelo aquecimento da superfície do planeta. Esse fenômeno sofre diversas influências tais como a rotação da Terra (macroscópico), variações topográficas e de rugosidade do solo (caracterizadas pela vegetação e construções), alturas e obstáculos. Apesar dessa aparente imprevisibilidade no regime de fluxo, os sistemas eólicos atuais produzem eletricidade de 70 a 85% do tempo, trazem diversidade na matriz energética e contribui para a redução da emissão de gás carbônico (CO₂) de um país.

No Brasil, que é um país de dimensões continentais e, portanto, apresenta diversidade em seu relevo, as regiões Nordeste, Sul e Sudeste (esta última menos favorecida) possuem as áreas mais propícias com ventos de classe 4, maiores a 6,0 m/s (FEITOSA; PEREIRA; SILVA, 2012). Uma das maiores vantagens para o nosso país - em que a geração hidrelétrica é a matriz energética dominante – empregar a geração eólica está no fato de uma ser complementar a outra, uma vez que há alternância na disponibilidade dos regimes hidrológicos das principais bacias hidrográficas brasileiras com os regimes de vento, num período cíclico anual, Figura 2.1. Em outras palavras, nos períodos de estiagem, entre os meses de junho a setembro, quando a produção hidrelétrica é a menor no ano, os ventos presentes na mesma região estão com as maiores velocidades, o que permite para o mesmo período, máxima produção de eletricidade por turbinas eólicas.

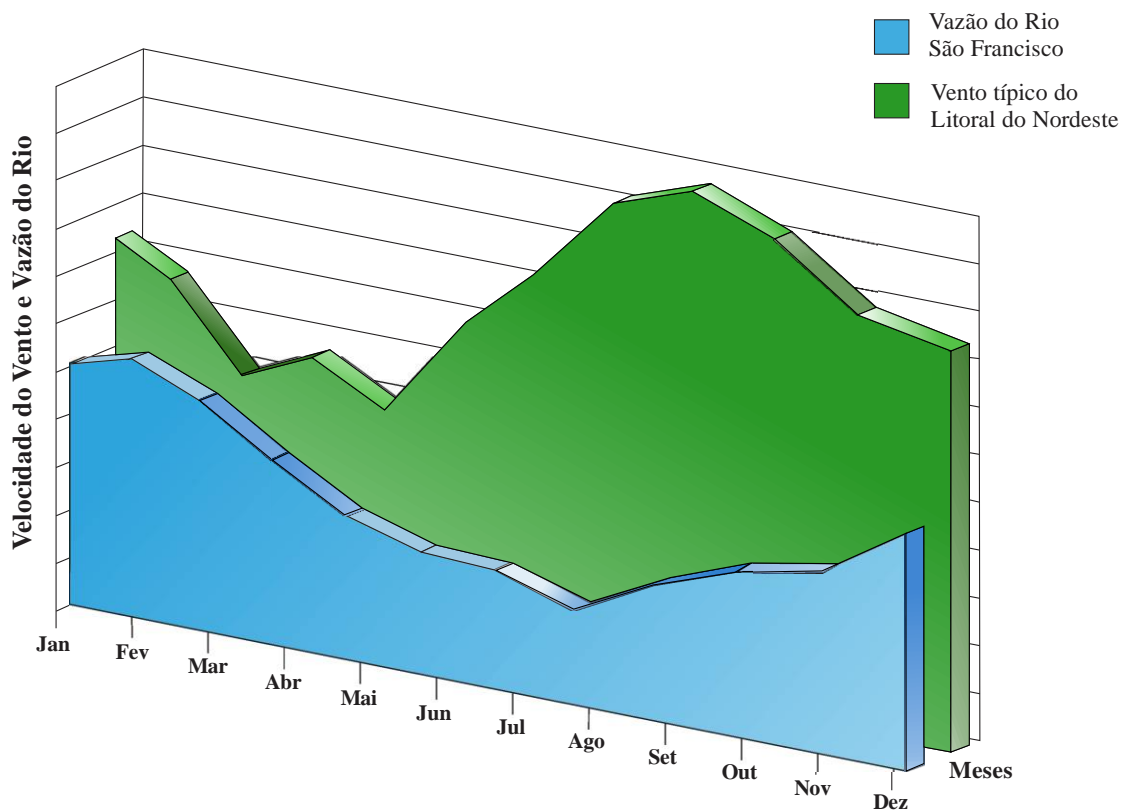


Figura 2.1 – Complementariedade entre a geração hidrelétrica e eólica

Fonte: Adaptado de Centro Brasileiro de Energia Eólica -CBEE/UFPE, (2000).

Ainda segundo Lopez, (2012), para se utilizar a energia dos ventos de forma eficiente na geração de eletricidade, se faz necessário medir a direção e a sua intensidade. Essas medições são feitas por anemômetros instalados a dez metros do solo em que se faz estimativas do comportamento dos ventos naquela localidade por meio de tratamento estatístico dos dados lidos. O conhecimento da velocidade média do vento, por exemplo, é desprezado, pois a produção de energia se inicia numa determinada velocidade (*cut-in*) e para quando a velocidade ultrapassa certo valor de segurança (*cut-out*).

As curvas mais importantes do estudo são a curva da frequência das velocidades, que aponta o intervalo de tempo (percentual) em que uma velocidade foi registrada; já a curva de energia disponível [Wh/m^2], chamada também de fluxo de potência eólica, serve para se decidir a respeito da viabilidade técnica e econômica do empreendimento. De todo modo, se recomenda que as medições anemométricas sejam mantidas por todo o período de operação da usina, o que permite um acompanhamento contínuo do desempenho das turbinas, melhorando as estimativas de longo prazo.

Para se extrair a potência do vento disponível às pás de raio r de uma turbina eólica com seção transversal S deriva-se a energia cinética da massa de ar m , movendo a velocidade v :

$$E = \frac{mv^2}{2}, \quad (1)$$

em que E corresponde à energia cinética [J], m à massa [kg] e v à velocidade da massa de ar [m/s]. Assim, sendo a potência como o quociente da energia, no tempo, vem:

$$P = \frac{E}{\Delta t} = \frac{mv^2}{2\Delta t}. \quad (2)$$

Mas, pode-se observar que a relação $m/\Delta t$ representa o fluxo de massa de ar que passa perpendicularmente por uma seção transversal de área S , também chamado de vazão do vento:

$$\dot{m} = Q = \rho v S, \quad (3)$$

em que ρ equivale à massa específica do ar [kg/m³], v à velocidade [m/s] e S à área da seção transversal [m²].

Portanto, reescrevendo a Equação 2, considerando a relação descrita na Equação 3:

$$P = \frac{\rho v^3 S}{2}, \quad (4)$$

vale ressaltar que o valor da massa específica do ar varia conforme a localidade e diminui com o aumento da altitude (varia ainda em função da temperatura – ver LOPEZ, 2012, p.40 - o que torna a análise matemática mais complexa, contudo, não há perda de confiabilidade na consideração simplificada).

Como se pode notar pela Equação 4, a geração de energia de uma turbina eólica é muito sensível à velocidade do vento que atravessa as pás do aerogerador e, de modo não explícito, há também uma relação de excitabilidade com o diâmetro do rotor, por ser $S = (\pi D^2) / 4$. Em todo caso, Betz provou fisicamente que para alcançar a máxima potência teórica possível é necessário que a velocidade na saída do rotor seja exatamente igual a um terço (1/3) da velocidade na entrada do rotor, em outras palavras, significa dizer que dois terços (2/3) da

energia cinética contida na massa de ar que atravessa esse rotor seria “capturada” e convertida em eletricidade (MELO, 2012), Figura 2.2.

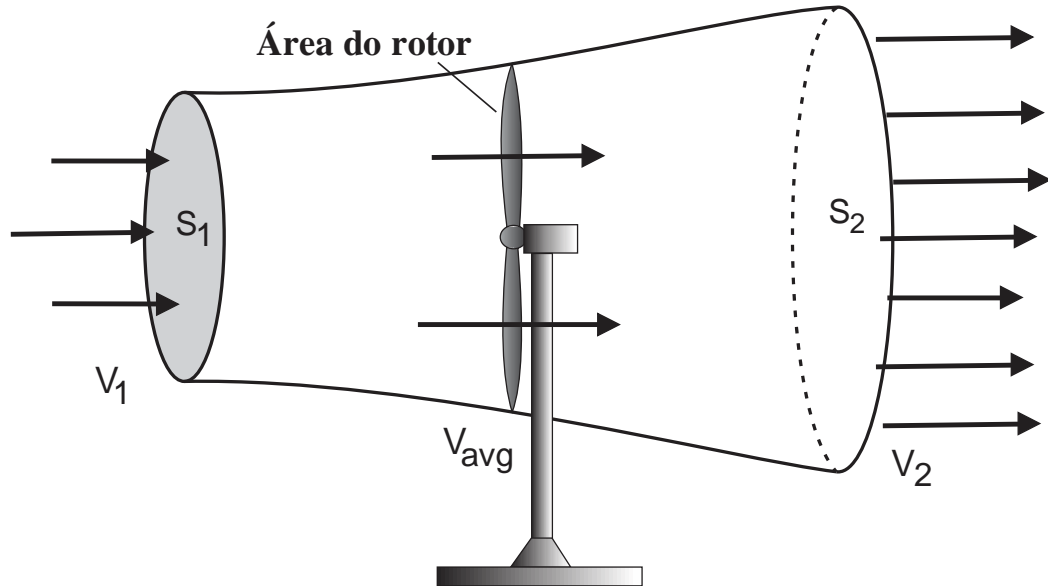


Figura 2.2 – Tubo de Betz
Fonte: Adaptado de Melo, (2012).

Outro parâmetro utilizado na análise do desempenho da turbina eólica é o coeficiente de potência (C_P) que trata da fração teórica convertida em potência mecânica no eixo do gerador, de acordo com o físico Albert Betz responsável pelos estudos. Há um limite para esse aproveitamento energético (Equação 5) e os melhores registros teóricos apontam para 59% ($C_P = 0,59$, ver Apêndice C), (OLÔ, 2012). Dentre os efeitos que causam uma diminuição do coeficiente de potência está no número de pás e da força de resistência aerodinâmica, o que indica que um projeto de uma turbina deve-se também buscar soluções para tipo de material e a forma que serão construídas suas hélices.

$$P_E = C_P \frac{\rho v^3 S}{2}, \quad (5)$$

no qual P_E é a potência convertida no gerador, C_P o coeficiente de potência.

Observação: Apesar dessa ponderação, muito importante nos casos de implementação, o foco desse trabalho será desenvolvido apenas no gerador.

2.2 TIPOS DE GERADORES DE TURBINAS EÓLICAS

O gerador é o elemento de maior relevância dentro de um sistema eólico de geração de energia. Não é por acaso que a sua potência (e porte) são tomados como referência de pano de fundo, pela agência nacional de energia elétrica – ANEEL, ao se classificar as turbinas em pequenas (com potência nominal menores que 500 kW); médias (potência nominal entre 500 kW e 1 MW) e grandes (potência nominal superior a 1 MW) (CENTRO BRASILEIRO DE ENERGIA EÓLICA -CBEE, 2000). Ainda é possível avançar nessa identificação e subdividir a turbina eólica quanto à velocidade, transmissão, tipo de gerador, tipo de rotor, tipo de estator e se a turbina possui ou não acoplamento com a rede (interligada ou isolada), Figura 2.3.

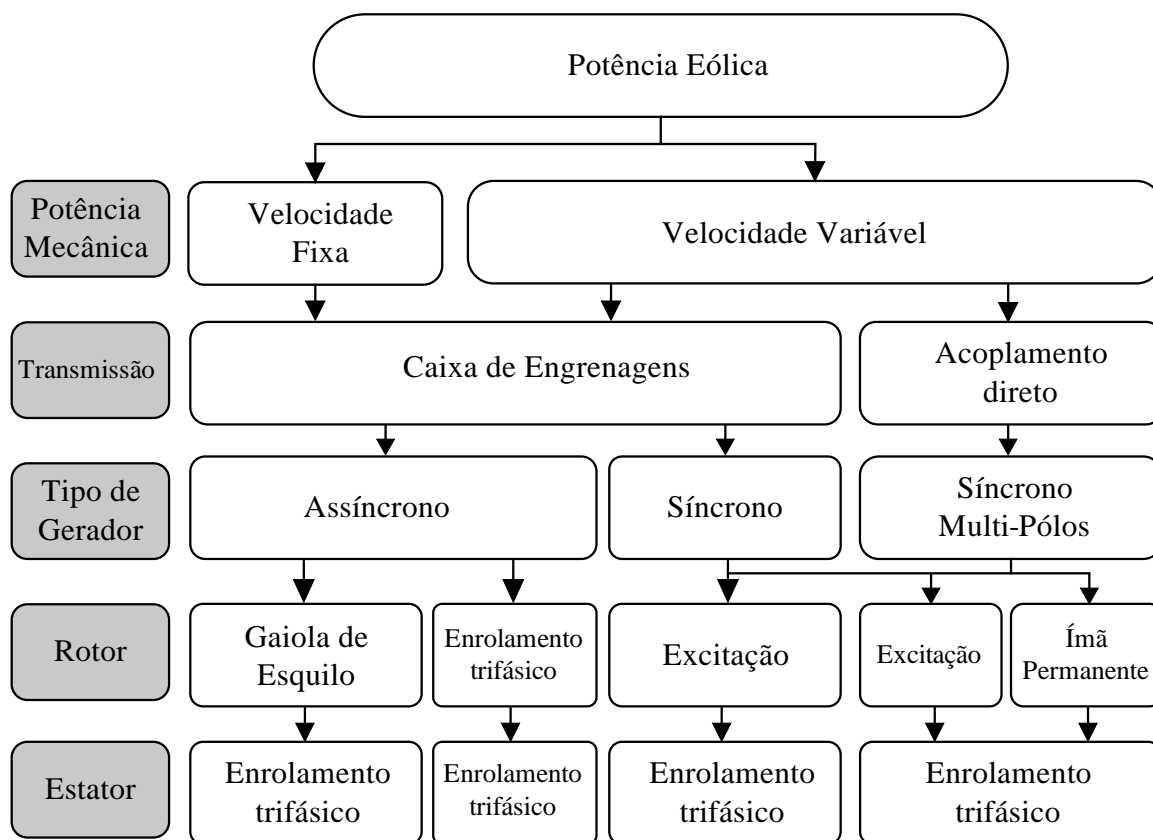


Figura 2.3 – Classificação das principais tecnologias utilizadas em turbinas eólicas
 Fonte: Adaptado de Costa, (2010).

Como nota-se na Figura 2.3, os sistemas de conversão de energia eólica utilizam turbinas de velocidade fixa ou variável, com seu eixo ligado diretamente ao eixo do gerador ou

por meio de caixas de engrenagens e com geradores que podem ser, de acordo com Taveiros (2014):

- a) gerador de indução gaiola de esquilo (“*squirrel cage induction generator*” – SCIG), possui velocidade fixa, pois, a velocidade de rotação da turbina não pode ser regulada de modo automático, o que faz o gerador operar com velocidade quase constante, condicionada à frequência da rede. Esse gerador necessita de um banco de capacitores que forneçam reativos para a sua partida. A desvantagem desse equipamento é que ele transfere as flutuações do vento em flutuações mecânicas, que por sua vez, são transformadas em flutuações elétricas (*flicker*), reduzindo a qualidade de energia no ponto de entrega. São mais comuns em turbinas de média e pequena potência (COSTA, 2010);
- b) gerador de indução duplamente alimentado (“*double fed induction generator*” – DFIG), a turbina que possui esse equipamento atua com velocidade variável, os enrolamentos do estator são conectados diretamente à rede, enquanto que os enrolamentos do rotor são conectados a um conversor *back-to-back* por meio de anéis de escorregamento. Permitem controle de velocidade, torque e o desacoplamento entre as potências ativas e reativa, destacando-se com notoriedade em turbinas de alta potência (acima de 1MW).
- c) geradores síncronos com rotor bobinados. Têm perdido espaço cada vez mais no mercado pela sua construção apresentar maior percentual de material ativo (enrolamentos de cobre) que resulta em maior peso e perdas energéticas (perdas *Joule* e provocadas por harmônicos). Aliados a necessidade do uso de caixas de engrenagens, a eficiência do conjunto, de forma macroscópica, deixa a desejar. Turbinas nessa configuração atuam com velocidades variadas (porém da ordem superior a 1kHz), pois o enrolamento de campo pode ser controlado.
- d) gerador síncrono de ímãs permanentes (“*permanent magnet synchronous generator*” - PMSG), por possuir velocidade variável que é próxima à rotação das pás, esse gerador isenta a presença de *gearbox* no sistema, bem como o uso de anéis de deslizamento e escovas, agentes causadores de intensa manutenção e elevados custos. Igualmente aos DFIG’s, os PMSG permitem o controle desacoplado das potências ativa e reativa. Esses geradores têm melhor papel em turbinas de baixas potências, “isso porque em baixas velocidades de rotação associado com alto conjugado demanda um grande diâmetro para a implementação de uma grande

quantidade de polos o que resulta, também, em um aumento da massa e consequentemente do peso.” (COSTA, 2010).

Esse trabalho objetiva desenvolver um modelo para o dimensionamento de um gerador síncrono a ímãs permanentes (PMSG) para uma turbina eólica classificada como de baixa potência (até 500 kW). Exemplos dessas turbinas são apresentados pela Figura 2.4 e atendem a sistemas isolados da rede, isto é, provêm energia elétrica a cargas próximas a sua geração, trifásicas e resistivas na sua essência (fator de potência unitário), com seu estator conectado em Y (estrela), Figura 2.5.

Há diversas topologias existentes para um PMSG, com uma gama de possibilidades tanto para a escolha dos ímãs quanto para o modo como eles são dispostos no equipamento; do enrolamento do estator; do número de ranhuras e polos do equipamento e se o próprio terá seu rotor estruturado internamente ou externamente. Cada escolha realizada pelo projetista contribuirá na confecção de diferentes perfis com desempenhos distintos de operação. Portanto, todas essas ações de tomada de decisão deverão ter respaldo na literatura, serem devidamente justificadas e visar, também, a aplicação de destino da elaboração do projeto.



Figura 2.4 – Modelos de PMSG eólicos de baixa potência nominal
Fonte: Casa.com.br, (2013).

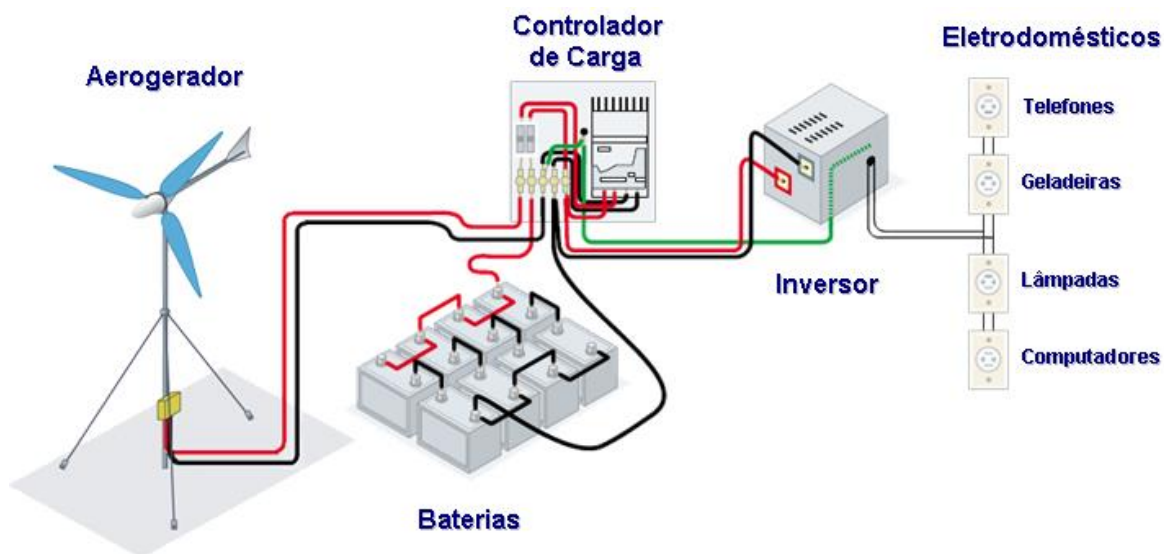


Figura 2.5 – Representação de um sistema eólico de baixa potência isolado
Fonte: Cidral, (2015).

2.3 PROJETO DE PMSG: PLANEJAMENTO E JUSTIFICATIVAS

Para a elaboração do projeto de uma PMSG (“*permanent magnet synchronous machine*”), Hendershot e Miller (2010) lembram que, em face da pluralidade de tipos de máquinas existentes, materiais e métodos de controle, a ação inicial do projetista consistirá em definir algumas escolhas. Determinar sua configuração, tamanho e principais características (elétricas e/ou magnéticas e/ou térmicas) lançam as bases práticas para a construção do equipamento. Por fim, registram que não há um roteiro singular para o planejamento de toda máquina (“*step-by-step*”), mas apresentam uma sequência de aspectos que cobre a maioria dos casos, a saber (tradução nossa):

- 1) decidir sobre a configuração da máquina (se esta operará como motor ou gerador);
- 2) selecionar o número de fases, de polos e de ranhuras;
- 3) estimar as suas dimensões principais e escolher o material;
- 4) desenho do rotor;
- 5) desenho do estator e pacote do núcleo e;
- 6) definição do enrolamento do estator.

Kolzer (2017), por sua vez, refina essa gênese e a modela em função da aplicação predefinida que é o dimensionamento de PSMG para torres eólicas de geração de eletricidade. Para o autor, o projeto analítico de dimensionamento requer que se conceba as principais especificações de entrada (podendo ser parâmetros construtivos ou de desempenho), as opções iniciais do projeto (parâmetros de desempenho), que levarão à propriedades de saída e esse trabalho seguirá essa metodologia. Contudo, as contribuições de Hendershot e Miller, (2010), continuarão sendo válidas e serão correlacionadas com as de Kolzer, (2017), e detalhadas a seguir.

2.3.1 Número de fases, ranhuras e polos

Por saber que o sistema elétrico de potência (SEP) no Brasil é tradicionalmente trifásico alternado, a escolha do número de fases da máquina, m , não poderia ser outro, senão 3 ($m = 3$). No entanto, Hendershot e Miller (2010), frisam que as PMSM podem ser monofásicas, bifásicas ou polifásicas de número n . As conexões dos enrolamentos trifásicos do tipo estrela (ou Y) e delta (Δ), consagradas na engenharia elétrica, possuem excelentes características de partida, ofertam opções de tensões monofásicas e bifásicas, além de imprimir à máquina uma rotação suave em qualquer direção com uma baixa ondulação de torque.

Já para a determinação do número de ranhuras (S) e polos, P , ($= 2p$), por sua vez, de acordo com Hendershot e Miller (2010) não pode ser feita separadamente, pois a relação $S/2p$ possui uma importância profunda não apenas no *layout* dos enrolamentos do estator, mas também nos harmônicos espaciais, na distribuição resultante de corrente/condutor, que, por conseguinte impacta em perdas por correntes parasitas, necessitando que o estator seja laminado para contê-las. Analisando somente o número de polos e tomando a aplicação a qual se destina esse projeto, conclui-se como fatídico o descarte da adoção de uma quantidade pequena de polos, uma vez que a velocidade de rotação da turbina eólica é baixa, conceito este desprezado da Equação 6.

$$n_m = \frac{120f}{P}. \quad (6)$$

2.3.2 Rotor interno ou Rotor externo, Fluxo radial ou Fluxo Axial

Uma outra decisão a ser analisada no projeto é estabelecer se o rotor da máquina terá o arranjo interno ou externo. Ferreira (2011) atesta em seu trabalho que máquinas de rotor externo favorecem o espaço disponível para a acomodação da estrutura multipolar e que forças centrípetas exercem uma pressão sobre os ímãs permanentes, tornando sua separação mais improvável. Todavia, Kolzer (2017), argumenta que as PMSM com rotores externos apresentam sérias dificuldades no escoamento do fluxo de calor gerado internamente, sendo assim, imprescindível o acolhimento a sistemas de arrefecimento forçado, o que aumentaria os custos de manufatura da máquina. Nas PMSM de rotor interno, por vezes, o emprego destes sistemas é dispensável, (HENDERSHOT; MILLER, 2010).

Agora com relação ao fluxo ser radial ou axial a direção de magnetização dos ímãs é que determinará essa topologia (ver Apêndice B), podendo “[...] proporcionar diferenças entre tamanho, potência e eficiência considerando potências equivalentes com orientação de fluxo diferente” (MAIA, 2011). Nas PMSM de fluxo radial, o fluxo magnético percorre uma direção perpendicular ao sentido de rotação do rotor (HENDERSHOT; MILLER, 2010) e são fáceis e baratas de se construírem. Por outro lado, as PMSM de fluxo axial (também chamadas de máquinas tipo disco) a direção de propagação do fluxo magnético é paralela ao sentido de rotação do rotor, possuem entreferros planares que podem ser ajustados, ação que não encontra correspondência na topologia de fluxo radial.

Há diversas opções de máquinas com fluxo radial, tais como (HENDERSHOT; MILLER, 2010):

- 1) máquina com rotor interno de ímãs permanentes montados em superfície. Figura 2.6-(a). Possuem simplicidade na sua construção, conseqüentemente o menor custo; tem seus ímãs apenas colados na superfície do rotor. A propagação do fluxo magnético nas peças magnéticas é radial;
- 2) máquina com rotor externo de ímãs permanentes montados em superfície. Figura 2.6-(b). Análoga ao item 1);
- 3) máquina de ímãs permanentes montados por inserção (incrustados). Figura 2.6-(c). Possuem as peças polares alocadas em compartimentos abertos na superfície do

- rotor. São indicadas para aplicações de alta velocidade, uma vez que suas peças polares encontram-se protegidas da ação de forças excludentes (forças centrífugas);
- 4) máquinas com ímãs permanentes montados embutidos. Figura 2.6-(d). São assim alocados com a finalidade de concentrar fluxo magnético com o objetivo de elevar a densidade magnética no entreferro de forma a atingir valores adequados com ímãs de baixa densidade remanente.

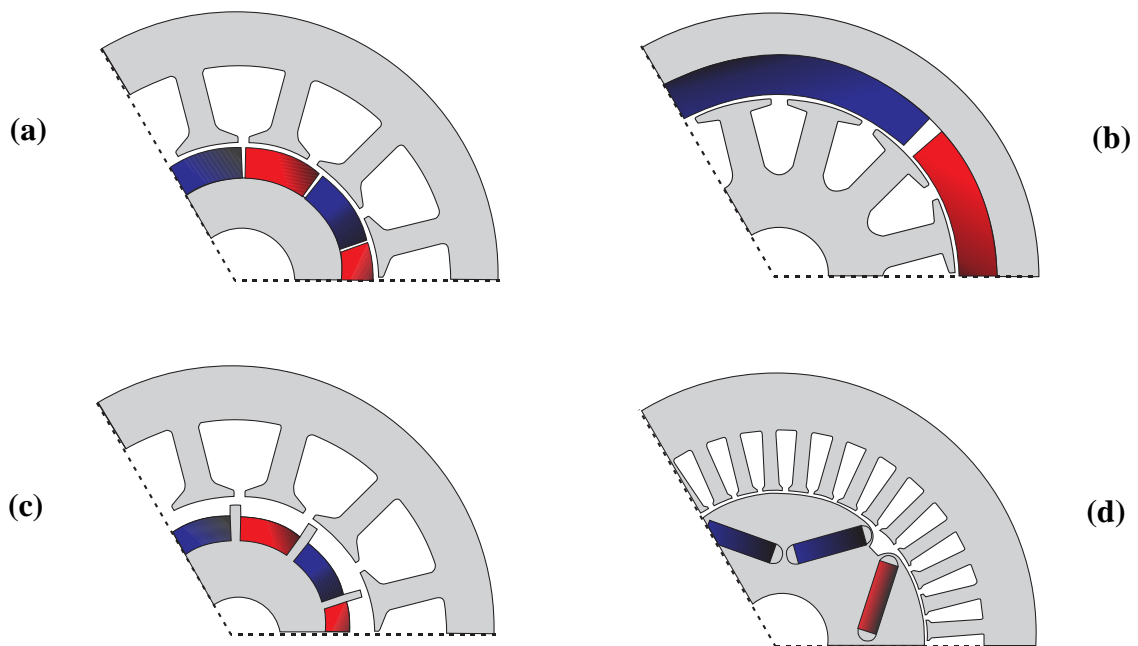


Figura 2.6 – Diferentes topologias quanto à alocação dos ímãs para fluxo radial
Fonte: Adaptado de Hendershot; Miller, (2010).

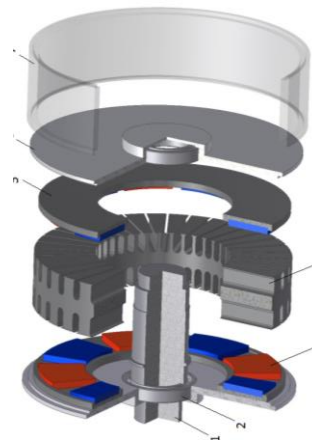
As máquinas representantes de fluxo axial são, de acordo com Maia, (2011) ordenadas em função da forma construtiva de seus respectivos estatores, podendo ser sem núcleo ferromagnético (“*coreless*”), máquina com núcleo de material composto (“*Soft Magnetic Composite*” - SMC) e máquina com enrolamento toroidal (“*Torus*”):

- 1) *coreless* – o estator dessa máquina é localizado internamente, com seus enrolamentos dispostos entre o entreferro e os ímãs permanentes. Estes, por sua vez, são montados em posição de magnetização invertida, com o Norte de um ímã virado para o Sul do ímã a sua frente, contudo, o entreferro efetivo apresenta-se maior devido à ausência de material ferromagnético, fazendo-se necessário o aumento do volume dos ímãs, o que pode elevar o custo do projeto. Figura 2.7-(a);

- 2) máquina de material composto (SMC) – por apresentar dificuldades de construção do núcleo do estator que deve ser laminado em direção paralela ao movimento de rotação afim de reduzir suas perdas magnéticas, esse tipo de máquina passou a ser construída com uma nova técnica utilizando-se materiais compostos, como partículas de aço em pó misturadas a outras de propriedades elétricas e magnéticas ideais. Entretanto, a utilização de SMC em produção de larga escala de máquinas elétricas de fluxo axial é um processo ainda em desenvolvimento;
- 3) *torus* – a concepção mais comum dessa máquina se define pela alocação de ímãs permanentes nos dois discos de rotor com ímãs em posição N-N, sendo que os enrolamentos toroidais circundam o estator, que não possui ranhuras. Essa topologia de máquina de fluxo axial apresenta boa ventilação e resfriamento dos enrolamentos do estator e praticamente não sofre os efeitos negativos do *cogging*, além de ter baixa reação de armadura e pequena perda de magnetização. Figura 2.7-(b).



(a)



(b)

Figura 2.7 – Diferentes topologias quanto a alocação dos ímãs para fluxo axial
Fonte: Hefei Ezpower Technology Co. Ltd, (2017); Bielas *et al.*, (2012).

2.3.3 Ímãs Permanentes

Para a seleção dos ímãs permanentes utilizados na PMSM devem ser considerados aspectos técnicos e econômicos, se for objetivo do projetista tornar seu equipamento

competitivo no mercado. Pode ocorrer de alguma variável de dimensão dos magnetos – como sua espessura, comprimento ou largura – ser prefixada na seção “opções iniciais” do projeto, o que impede um controle restritivo no preço do material ativo total dessas peças polares, devido a uma relação de causa e efeito com as variáveis magnéticas envolvidas nessa intervenção. Nesse contexto, a seguir será disponibilizado uma alternativa (dentre tantas outras à mão na literatura) para uma escolha satisfatória desses elementos.

Do ponto de vista técnico, a preocupação primordial ao se definir os ímãs permanentes é se certificar se eles não sofrerão forças desmagnetizantes procedentes da interação com o campo magnético produzido pelo estator e da ação da temperatura que liquida a propriedade de magnetismo residual nos espécimes. Para a avaliação da possibilidade de desmagnetização resultante da relação com o rotor, analisa-se a curva BH do ímã (Apêndice A), alocando sua reta de carga com alto coeficiente angular, isto é, com elevado coeficiente de permeância (PC), que garante que o ponto de operação esteja longe do joelho de danos irreversíveis.

Já para a ação maléfica do calor sobre a atuação dos ímãs permanentes registra-se que nesse trabalho não será realizado o submodelo térmico do projeto, responsável por mapear gradientes de temperaturas intensas, gerados pelo equipamento no processo de conversão. Contudo, se escolherá uma topologia dentre as propícias a eliminação do calor interno, para que o ambiente na câmara interna do equipamento não ofereça perigo aos magnetos ($T_{operação} < T_{Currie}$). Porém é importante mencionar que a temperatura interna pode ser também um parâmetro de desempenho a ser prefixado ou otimizado na elaboração do projeto como bem planejaram Kolzer, (2017) e Veiga, (2011).

Hendershot e Miller (1994), consideram um caminho fechado para o fluxo magnético que sai de um ímã polarizado positivamente, avança no entreferro, atingindo o estator - e suas bobinas - ao interiorizar-se no dente mais próximo, sai por um outro dente, passando mais uma vez pelo entreferro até encontrar o ímã polarizado negativamente aprofundando-se no rotor e encontrando a referência inicial (ímã polarizado positivamente), contornando pelo caminho mais curto, como ilustrado na Figura 2.8-(a). Há ainda um outro fluxo criado pelas eventuais linhas magnéticas que “vazam” e não percorrem o trajeto acima descrito, são conhecidas como fluxo disperso.

Equivalendo o caminho de fluxo para um circuito magnético mostrado na Figura 2.8-(b) nota-se que há um fluxo principal, Φ_P , e fluxo disperso, Φ_{DP} , uma permeância de dispersão, P_{DP} , em paralelo com a permeância interna do magneto, P_m , a força magneto motriz, MMF da

armadura devido a corrente de fase que circula na bobina é mostrado como uma fonte em série (que inicialmente será considerada não atuante nessa análise) com a relutância do entreferro,

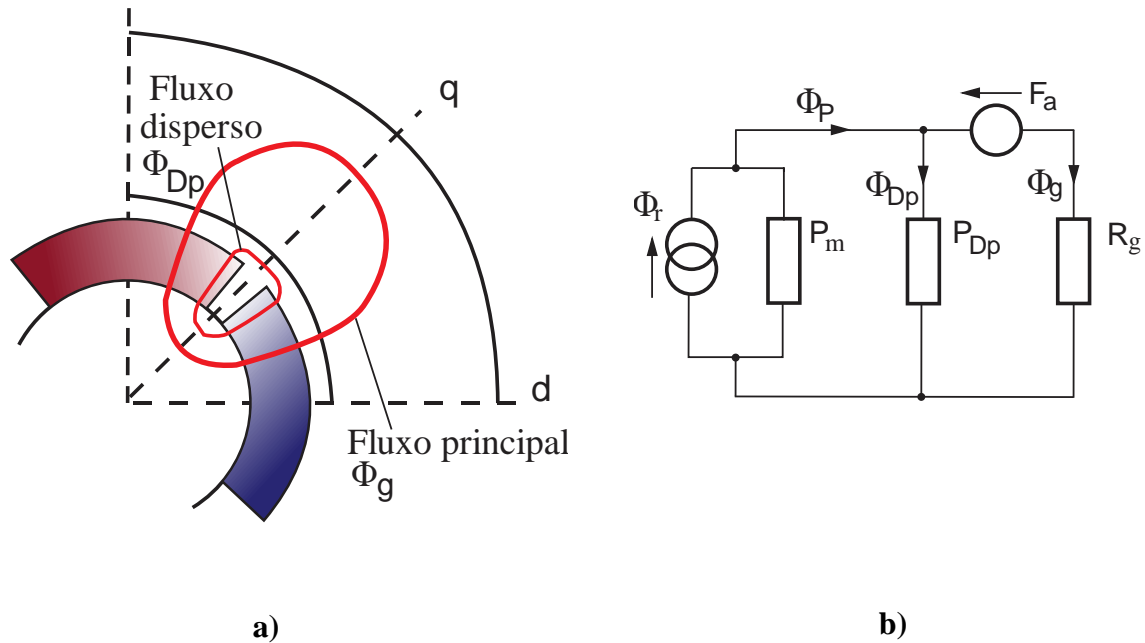


Figura 2.8 – Caminho do fluxo principal para um par de polos em uma PMSM a) e seu correspondente circuito magnético b)
 Fonte: Adaptado de Hendershot; Miller, (1994).

R_g . As relutâncias do estator e do rotor foram assumidas como nulas, ou seja, ambos possuem permeâncias infinitas.

Uma maneira de relacionar a perda de fluxo que não “encontra o enrolamento” se dá pelo coeficiente de dispersão, C_{Dp} definido como a relação mostrada pela Equação 7:

$$C_{Dp} = \frac{\Phi_g}{\Phi_P} = \frac{\Phi_g}{\Phi_g + \Phi_{Dp}} \tag{7}$$

Um valor típico para o coeficiente de dispersão, C_{Dp} , é 0,9 e varia de acordo com a topologia do equipamento.

A permeância magnética do ímã, P_m , é dado por:

$$P_m = \mu_m \mu_o \frac{A_m}{L_m} = \mu_m \mu_o \frac{\beta_m r_m L_{stk}}{p L_m} \tag{8}$$

em que μ_m corresponde a permeabilidade do ímã (ou permeabilidade de recuo); A_m à sua área; L_m seu comprimento; β_m arco polar (medido em radianos elétricos); p número de par de polos da máquina, r_m o raio efetivo do ímã que inicia desde o centro do rotor até a face inferior do ímã e L_{stk} o comprimento do pacote.

Pode-se escrever a relutância do entreferro, R_g em função dos parâmetros de dimensão dos ímãs, Equação 9:

$$R_g = \frac{g}{\mu_o A_g} = \frac{l}{\mu_o L_{stk}} \frac{p}{\beta_m} \frac{g}{r_g}, \quad (9)$$

em que A_g é a área do polo no entreferro; r_g é o raio efetivo do entreferro é aquele desde o ponto central do rotor até a metade de g .

Reescrevendo o fluxo no entreferro em função da relutância apresentada na Equação 9 e do coeficiente de dispersão, tem-se:

$$\Phi_g = \frac{C_{Dp}}{1 + C_{Dp} P_m R_g} \Phi_R, \quad (10)$$

em que Φ_R corresponde ao produto da densidade de fluxo do rotor com a área do magneto ($\Phi_R = B_R A_m$). Para a densidade de fluxo do rotor, relação mais utilizada, tem-se

$$B_g = C_{Dp} \frac{A_m}{A_g} B_R. \quad (11)$$

A correspondente densidade de fluxo nos ímãs é então determinada por:

$$B_m = \frac{\Phi_g}{C_{Dp} A_m}. \quad (12)$$

Finalmente, o coeficiente de permeância, PC dos ímãs é convenientemente apresentado pela equação 13 e graficamente pela Figura 2.9:

$$PC = \frac{L_m A_g}{C_{Dp} g A_m}. \quad (13)$$

Não é sempre que o fluxo de dispersão é pequeno a ponto de ser desconsiderado, o coeficiente de permeância, PC , dependerá diretamente do comprimento dos magnetos, L_m , e da área do entreferro, A_g e de forma inversa com o comprimento do entreferro, g e da área dos magnetos, A_m . Mas, se o comprimento dos ímãs forem estabelecidos como parâmetro fixo no planejamento da máquina, percebe-se pela Equação 13 que o coeficiente de permeância dependerá de um número menor de variáveis nessa condição imposta. Em muitos casos isso acontece porque se deseja um entreferro pequeno, o que acaba por limitar alguma variável de dimensão das peças polares.

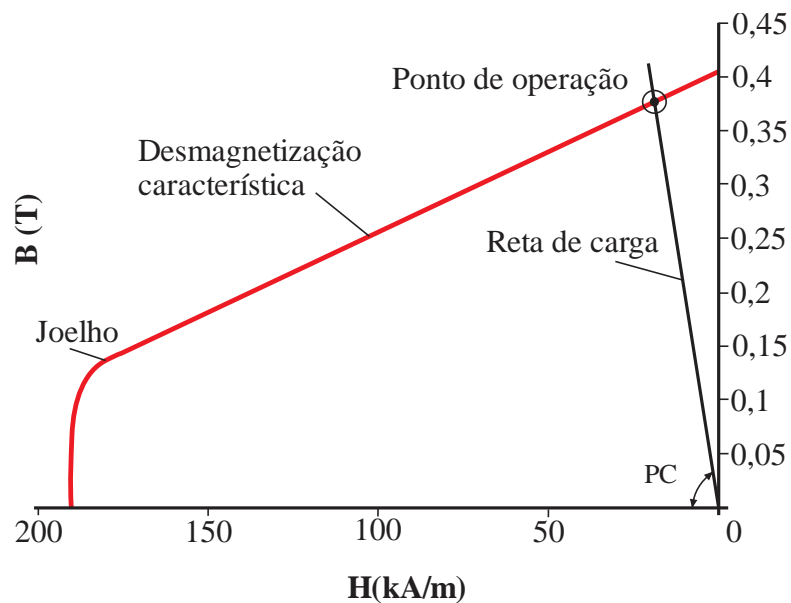


Figura 2.9 – Reta de carga e coeficiente de permeância para o ferrite a 20°C
Fonte: Adaptado de Venkataratnam, (2009).

Há no mercado uma gama de ímãs permanentes disponíveis frutos de intensas pesquisas que resultaram em magnetos de alto produto energético, com alta força coercitiva e valores de densidade remanente elevada. Os mais comuns são os cerâmicos (ferritas), as ligas alumínio-níquel-cobalto e as Terras-Raras, como o samário-cobalto e o neodímio-ferro-boro. Desses, os sintetizados de ferritas possuem a maior parcela do mercado; os ímãs de Al-Ni-Co compreendem 9,3% da produção mundial e podem ser obtidos por sintetização ou fundição; por fim, o grupo mais recente são os ímãs a Terras-Raras que compõem 23,76% do mercado e são os mais poderosos já produzidos (WESCHENFELDER, *et al.*, 2012).

No cenário mundial atual, a China detém 36,5% das reservas mundiais de Terras-Raras e tem ditado os preços de tais elementos, regendo o ritmo do comércio global, com uma

produção de mais de 97% (WESCHENFELDER, *et al.*, 2012). No Brasil, as reservas de Terras-Raras não chegam a 1%, as dificuldades trazidas pela falta de domínio tecnológico para a produção em escala industrial mantém o país dependente de importações, porém, é esperado avanços em um “laboratório-fábrica” para este ano (2018) instalado em Lagoa Santa- MG que iniciará a participação brasileira na complexa metalurgia de magnetos (BRASIL MINERAL, 2017).

A Tabela 1 apresenta os ímãs permanentes mais utilizados e compara alguns fatores principais entre si. Observa-se que a ferrite é a liga mais barata entre todos, exibe uma característica primordial que é ser do tipo cerâmico, isto é, não metalizada, tal fato é de altíssima relevância para a utilização em máquinas elétricas, pois, no rotor não sofrerá indução de correntes parasitas (correntes de Foucault), já que possui alta resistividade elétrica. São também resistentes à oxidação, não necessitando de qualquer tratamento superficial como ocorrem com outros ímãs metalizados. A desvantagem é que são frágeis a choques mecânicos (OVERSHOOT, 1991).

TABELA 1 – COMPARATIVO ENTRE FATORES ESTRATÉGICOS DOS PRINCIPAIS ÍMÃS PERMANENTES

Comparações	Baixo	Médio	Alto	
Custo	Ferrite	AlNiCo	NdFeB	SmCo
Intensidade de campo	Ferrite	AlNiCo	SmCo	NdFeB
Temperatura de operação	NdFeB	Ferrite	SmCo	AlNiCo
Resistência à corrosão	NdFeB	SmCo	AlNiCo	Ferrite
Resistência à desmagnetização	AlNiCo	Ferrite	NeFeB	SmCo
Resistência estrutural	Ferrite	SmCo	NeFeB	AlNiCo
Coefficiente de temperatura	AlNiCo	SmCo	NeFeB	Ferrite

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

Os AlNiCo's possuem baixa força coercitiva, o que os colocam em sério risco de desmagnetização, considerando que não são os mais baratos. Os ímãs a base de SmCo estão no topo de maior valor no mercado, todavia, mesmo sofrendo oscilações constantes de preço (ocasionadas pela política mercantil externa chinesa), os ímãs permanentes de NdFeB ainda conseguem estar em menor nível que os de SmCo, portanto, o critério terminal dessa comparação recai sobre qual deles possui maior produto energético, ganhando nesse quesito o

ímã de NdFeB. Por sua vez, os ímãs de NdFeB possuem maior intensidade de campo, mas o ponto de operação térmico não é alto, são metálicos e imprimem por esta razão perdas energéticas para todo o sistema.

Como se nota, independente do critério em questão, a escolha dos ímãs permanentes para uma PMSM não é fácil. O projetista deve considerar aspectos técnicos e inevitavelmente analisar parâmetros de ordem econômica e de conveniências práticas. Há de se verificar, também, que todos os magnetos adquiridos para a construção de polos da máquina estarão em condição de equidade nas suas propriedades magnéticas, pois em caso negativo, um tendo mais densidade magnética que o outro, por exemplo, acentuar-se-á efeitos nocivos de desequilíbrio magnético que acarretam em vibrações mecânicas no equipamento como será descrito a seguir.

2.3.4 Torque oscilatório - *Cogging*

A escolha do número de polos e do número de ranhuras pelo projetista pode intensificar a condição de trepidação do equipamento. Isso porque quando a relação número de ranhuras/número de polos for par, cada ímã do rotor terá alinhamento perfeito de seus eixos magnéticos com os dentes do estator, constituídos de material ferromagnético; essa atração tem como consequência o *cogging* e oferece resistência ao deslocamento angular do rotor (CONCER, 2008). É um torque que não contribui com o torque médio de carga, entretanto, tem sua amplitude somada ao torque de carga, deformando-o em ondulação (KOLZER, 2017). Assim, este é um ponto do projeto que deve ser enfrentado para evitar problemas de desacoplamento do rotor com o eixo da turbina, especialmente sabendo que a aplicação em questão se dá em alturas, condição totalmente desfavorável para acesso à manutenção corretiva.

Existem meios de lidar com o problema e a adoção desta ou daquela ferramenta mais uma vez é atribuição do projetista. Segundo afirmam, Zhou e Shen, (2017), a técnica clássica (e efetiva) é inclinar as ranhuras da máquina, mas também pode-se empregar a otimização do projeto do rotor ou dos ímãs (também inclinando-os num processo chamado de escalonamento), adotar larguras de dentes desiguais, selecionar um número de ranhuras por polo por fase fracionário e assim por diante. Os autores em seus estudos empregam a técnica de barreiras de fluxo para a redução da manifestação do *cogging* e chegam a conclusão de que os resultados são mais notórios em máquinas de relutâncias síncronas.

No mesmo intuito de minização do *cogging* vão ao encontro os autores Hasan *et al*, (2017), que atuam no problema não em sua causa, mas trabalhando para que a existência do efeito seja atenuada na carcaça da máquina. Dois anéis de ferro são fixados axialmente ao estator, isolando-o do contato direto com a carcaça, impedindo forças radiais de atuarem nos dentes do estator, e forçadas a “escoarem” de modo apropriado para a blindagem externa. Apesar dessa tentativa inovadora cumprir com sua função, os próprios autores reconhecem que ela gera um custo maior de material e aumenta o peso do equipamento.

Se faz necessário que a técnica adotada para o tratamento do torque oscilatório não altere ou amplie a produção da máquina nem encareça sua comercialização, que é emblema desse estudo. Das técnicas supracitadas, a que melhor avulta esse desejo é a adoção de número de ranhura por polo por fase fracionário, pois esta não demanda qualquer adição de material ativo ou reforma nas estruturas de manufatura já conhecidos.

2.3.5 Princípios gerais dos enrolamentos de corrente alternada

2.3.5.1 Condições dos bobinamentos

Muñoz, (1987), define as condições que devem cumprir os enrolamentos de corrente alternada para o bom funcionamento e economia das máquinas, são eles:

- a) Satisfazer certas condições de simetria com respeito aos circuitos e condutores elétricos;
 - b) Todas as fases deverão ter o mesmo número de espiras;
 - c) Nos bobinamentos com circuitos em paralelo é necessário que eles sejam eletricamente equivalentes, todos os circuitos deverão ter a mesma resistência elétrica, a mesma reatância e estar submetidos às mesmas fem;
 - d) As fases devem estar defasadas no mesmo ângulo característico do sistema;
 - e) Todas as ranhuras devem ser idênticas e espaçadas do mesmo ângulo, etc.
- (MUÑOZ,1987, p. 103)

Diferente dos enrolamentos de corrente contínua (que normalmente são constituídos por bobinas de circuito fechado, por se iniciar e terminar o bobinamento no mesmo ponto), os enrolamentos de corrente alternada tanto podem ser fechados como abertos. A conexão trifásica em triângulo dá um arranjo de bobinas em circuito fechado e a conexão trifásica em estrela um bobinamentos com o circuito aberto. Em ambas acoplam-se os condutores de uma fase numa ordem qualquer para sempre obter entre seus extremos a fem resultante da soma das que se produzem em todos elas.

O modo mais apropriado de associar os vários condutores de um enrolamento é reparti-los em bobinas e a distribuição das bobinas deve ser feita para que elas componham grupos que serão interligados e colocados uniformemente nas ranhuras do núcleo do estator para criar o campo magnético. Para um sistema de bobinamentos trifásico, três circuitos idênticos e eletricamente independentes entre si, possui em cada fase um número determinado de bobinas deslocadas umas das outras de um ângulo de 120° elétricos.

Ao serem alimentados por um sistema trifásico de correntes, cada bobina do estator considerada isoladamente, atua como o enrolamento primário de um transformador, gerando um campo magnético alternado de direção fixa. A composição de todos os fluxos parciais dá a origem a outro, rotativo de magnitude constante, de tantos pares de polos quantos grupos de três bobinas tenha o estator, que dependerá também do número de polos do equipamento. As fem's de cada conjunto de bobinas são somadas num valor resultante.

As ranhuras, por sua vez, podem ser divididas em duas classes: ranhuras abertas e ranhuras semifechadas, ainda com a cooperação da obra de Muñoz, (1987), para essa explanação. Para máquinas de potência elevada, é costumeiro empregar ranhuras abertas, porque elas concedem a alocação de bobinas pré-fabricadas (de fios de seção retangular), que são previamente isoladas antes de serem introduzidas nas aberturas em questão.

Já as ranhuras semicerradas são aplicadas em quase todas as máquinas de indução. Nestas, a maior área efetiva da face dos dentes reduz a magnitude da corrente magnetizante bem como a relutância do entreferro, o que faz apresentar no conjunto como um todo, uma maior eficiência e um fator de potência relativamente melhor. Proporcionam também a redução de binários de partida e parada, além de que “ganham” termicamente uma certa reserva de potência que aumentam seu limite de carregamento. A desvantagem aparente é que cada condutor deve ser colocado separadamente no seu lugar, um, dois ou vários de cada vez, tornando demorada e difícil a aplicação do isolamento elétrico.

2.3.5.2 Tipos de enrolamentos de corrente alternada

Para Roldán, (1977), existem duas classes de enrolamentos de corrente alternada: os enrolamentos concêntricos e os enrolamentos excêntricos.

Quando uma máquina elétrica tem seu estator bobinado com enrolamento concêntrico significa dizer que todas as suas bobinas são centradas num mesmo ponto de ranhura e tendo todas as bobinas de um mesmo grupo diferentes entre si. Em outras palavras, um enrolamento é dito concêntrico quando os lados ativos de uma mesma fase são unidos por conexão ou cabeças concêntricas. Se subdividem em enrolamentos por polos e por polos consequentes.

Nos enrolamentos por polos, para cada fase existem tantos grupos de bobinas quantos forem os polos da máquina e os lados ativos de uma mesma fase, situados diante de um mesmo polo unem-se a lados ativos da mesma fase situados em polos opostos. Ligam-se o final das bobinas do primeiro grupo com o final do segundo; início do segundo com o início do terceiro grupo de bobinas e assim por diante.

Agora para os enrolamentos por polo consecutivos por cada fase da bobina desenrolada existem tantos grupos quantos pares de polos tiver a máquina e um grupo de uma mesma fase interconecta-se com o seu segundo grupo seguindo o padrão: final do primeiro grupo com o começo do segundo; final do segundo com o início do terceiro grupo e assim sucessivamente.

Os enrolamentos concêntricos não são abordados em sua profundidade nessa pesquisa.

Adiante, a Figura 2.10 resume as subclasses dos enrolamentos excêntricos

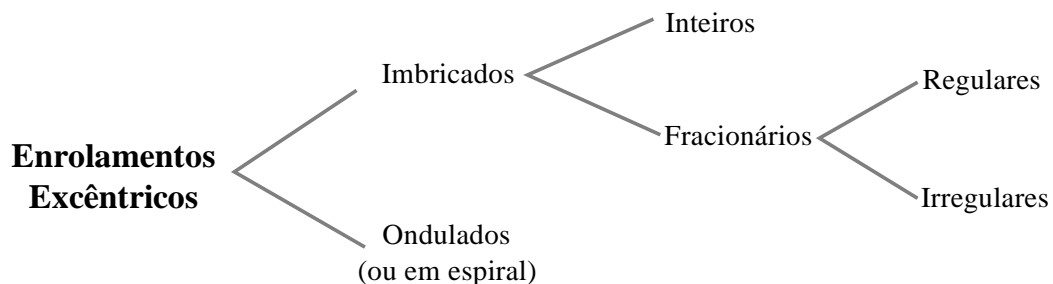


Figura 2.10 – Diagrama com as ramificações dos enrolamentos excêntricos

Fonte: Roldán, (1977).

Como a Figura 2.10 antecipa, os enrolamentos excêntricos são subdivididos em ondulados e imbricados. O do tipo ondulado (ou em espiral), segundo Muñoz, (1987), assim se denomina por ter o formato espiralado de bobinas, com passo de bobina caracteristicamente menor que 180° elétricos. Não é muito utilizado em motores, menos ainda em geradores. O do tipo imbricado (coroa ou diamante), tem suas espiras que remetem a losangos, é tão empregado que ganhou as versões com passo pleno (integral ou longo) e bobinamentos imbricado de passo fracionário (chamado também de passo curto).

Os enrolamentos imbricados de passo pleno possuem o passo de bobina de 180° elétricos e um lado de bobina está sob o centro de um polo norte, o outro lado dessa bobina está em posição equivalente sob o centro de um polo sul adjacente. Os lados de bobinas de uma dada ranhura sempre pertencem à mesma fase e a direção da corrente elétrica tem o mesmo sentido. Sua presença em máquinas elétricas de corrente alternada tem despertado cada vez menos interesse dos projetistas e do mercado.

E, por fim, para os enrolamentos imbricados de passo fracionário (ou curto) é menor (ou maior) que um passo pleno (longo). O passo de bobina, contado em ranhuras, é menor que o passo polar (180° elétricos) e é o tipo de enrolamento imbricado mais empregado em geradores, porque com ele se obtém uma curva de fem mais precisa, com harmônicos reduzidos (terceira, quinta e sétima ordem).

2.3.5.3 Disposição das bobinas

Em relação às disposições das bobinas nas ranhuras, Muñoz, (1987), traz ainda em sua exposição a necessidade de classificar os enrolamentos em bobinamentos em uma camada e enrolamentos de duas camadas.

O enrolamento de uma camada possui um único lado de bobina em cada ranhura, entrando ou saindo. O número de ranhuras deve ser par e o número de bobinas é igual à metade do número de ranhuras do estator, sendo que cada bobina ocupa o espaço interno de duas ranhuras inteiras. É um tipo de alocação de bobinas em que se propicia o isolamento bem trabalhado entre as linhas de alimentação, com economia de material isolante e, justamente por esta razão, que este tipo de enrolamento é adotado em máquinas com tensões entre fases relativamente elevadas. Um exemplo do uso desse gênero pode ser verificado no trabalho de Dembinski, (2017), onde o autor apresenta uma máquina elétrica cujo enrolamento é imbricado inteiro de uma camada.

Nos enrolamentos de dupla camada o número de ranhuras poderá ser par ou ímpar e uma mesma ranhura divide espaço com duas fases iguais ou distintas entre si. Todas as bobinas têm a mesma forma e o agrupamento delas resulta-se perfeitamente simétrico. Mas essa versão encontra restrições às máquinas de elevado número de polos, devido ao espaço reduzido para alojar o número de ranhuras por polo por fase necessário e a dificuldade de inserção das bobinas

nas ranhuras e este conjunto sob o perímetro do raio interno da máquina. Além de possibilitar um fator de agrupamento de cabos menor, o que tem influência direta da fem induzida (KOLZER, 2017).

Mas as vantagens de se dispor dos enrolamentos de dupla camada se devem, essencialmente, por dois motivos. É um tipo de enrolamento que se verifica “que o comprimento axial da cabeça de bobina nos dentes de camada dupla é a metade do comprimento axial do enrolamento nos dentes de camada simples [...]” (KOLZER, 2017). Esta condição evita a adição de uma componente de indutância e maior resistência elétrica nos enrolamentos de armadura, reduzindo assim, as perdas de calor (efeito *Joule*) sob a forma I^2R na máquina, Figuras 2.11 e 2.12.

Além disso, os enrolamentos de camada dupla se alicerceiam na regulação de tensão do gerador que é um parâmetro percentual de desempenho composto pela diferença de tensão do gerador a vazio e a plena carga, Equação 14. Como regra geral, deve-se ter uma regulação de tensão tão baixa quanto possível, contudo, devido a impedância dos enrolamentos de armadura do PMSG, a tensão entregue em seus terminais variará com e sem carga para uma mesma tensão interna gerada pois, uma parcela da fem será consumida nos fios das bobinas, como mencionado anteriormente. Em suma, tal condição é melhor atingida nos enrolamentos de camada dupla.

$$RT = \frac{V_{T,VZ} - V_{T,PC}}{V_{T,PC}} 100, \quad (14)$$

em que RT – Regulação de Tensão do gerador; $V_{T,VZ}$ – Tensão de Terminal a vazio; $V_{T,PC}$ – Tensão de Terminal a plena carga.

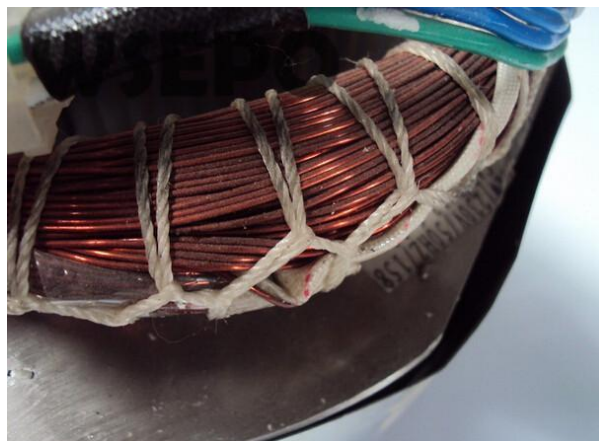


Figura 2.11 – Cabeça de bobina
Fonte: WSEPO Store, (2017).

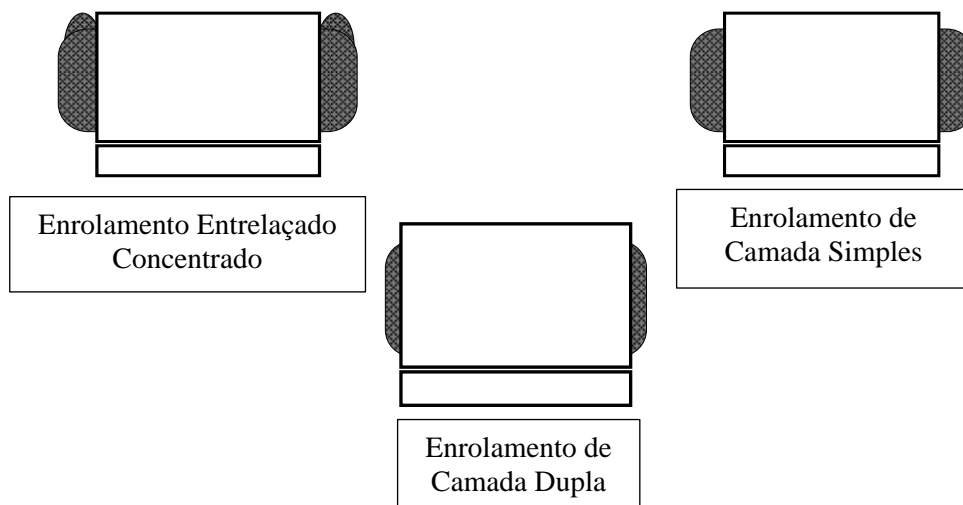


Figura 2.12 – Comparação entre as cabeças de bobina de diferentes enrolamentos (vista lateral da máquina)

Fonte: Adaptado de Kolzer, (2017).

Para representar o esquema de enrolamentos, a superfície dos enrolamentos aparece plana e o bobinamentos como se fosse cortado em um ponto e depois estendido. Embora este método quebre a continuidade, é o de mais rápida e fácil execução, ele mostra as espiras não deformadas. O traçado é particularmente importante para a realização do trabalho de oficina (o esquema de bobinamentos para este trabalho acadêmico, que a priori não será implementado de fato, será desenvolvido na representação em perspectiva seguindo as orientações de Hendershot e Miller, (2010), e depois convertido para a representação planificada).

3. METODOLOGIA E MATERIAIS

Nesse capítulo é apresentado os procedimentos sequenciais que são o instrumento para a obtenção do modelo de dimensionamento do PMSG. Como visto na seção anterior, é preciso de antemão ter algumas definições prontas para que, essa presente etapa, possa ser processada. Uma vez que esse projeto visa construir um PMSG com ímãs de ferrite montados na superfície do rotor, de q fracionário e com enrolamentos de camada dupla, com sua aplicação à aerogeradores; tais definições inaugurais são, primeiramente, apresentadas e justificadas no contexto desse uso.

Na sequência, mais escolhas são realizadas, dessa vez não mais sobre a topologia da máquina, mas sobre seus aspectos de dimensão e acerca de seu desempenho. Uma vez tomado um conjunto A de definições, o conjunto universal U , ($A \subset U$), é então trabalhado matematicamente por uma lista de equações dependentes entre si para completar todas as variáveis concernentes ao equipamento. Assim, cada escolha feita nas etapas “especificações de entrada” ou nas “opções iniciais” podem dar ao procedimento caminhos diversos, mas todos levarão a um mesmo objetivo: a “parâmetros de saída”.

De qualquer forma, sabendo que a lista de equações abordadas a seguir são totalmente intrínsecas aos projetos elétrico, magnético e mecânico de qualquer PMSM com essa mesma topologia, mesmo que eventuais escolhas diferentes sejam adotadas nas duas etapas mencionadas (especificações de entrada e opções iniciais), ainda assim será possível fundamentar-se nesse trabalho como ferramenta de apoio. O trabalho será redefinido apenas no tocante a necessidade de se “abrir” o ciclo de equações do conjunto universal da máquina afim de encontrar um ponto de largada e reorganizá-lo de tal sorte a guiar o projetista a um novo ponto de chegada.

O fundamental, acima de tudo, é a validação do trabalho executado por meio de um *software* de elementos finitos conveniente, pois será ele quem confirmará os acertos dos cálculos efetuados e, possivelmente, apontará algumas inconveniências a serem revistas (como por exemplo a saturação dos *tooth-tips*, tratamento das indutâncias, temperatura elevada, etc.). Logo, pode ser inevitável averiguar alguns parâmetros e repetir as simulações. Optou-se por utilizar o *software* EFCAD[®] da Universidade Federal de Santa Catarina -UFSC, a ser descrito futuramente.

3.1 DEFINIÇÕES QUANTO A TOPOLOGIA, ÍMÃS E ENROLAMENTOS

3.1.1 Topologia

A topologia escolhida para o desenvolvimento desse projeto foi a de fluxo radial (Apêndice B) de rotor interno, com os ímãs permanentes montados em superfície, conforme indica a Figura 2.6-a). E a razão dessa adoção se dá simplesmente pelo fato de terem o *know-how* do seu processo de construção muito semelhante às máquinas de indução e, dessa forma, já conhecido pelas empresas de implementação do produto e são mais baratas de se confeccionarem do que as de fluxo axial. Elas possuem também baixa inércia de partida, elevado rendimento e são as que melhor dissipam o calor interno (em relação às de rotor externo), conforme apresentado na seção 2. O número de ranhuras, N_{ran} , se definiu em 27 unidades.

3.1.2 Escolha dos ímãs

Já para os ímãs permanentes do equipamento se elegeu os de ferrite pelo fato de ser fácil de se encontrar no mercado e ter o menor preço dentre as opções ofertadas (Tabela 1). Outra razão fundamental é que as ferrites pertencem à família dos materiais cerâmicos, de alta resistividade elétrica, portanto; inseridos na máquina elas contribuirão para a amenização das perdas energéticas, pois são quase imunes à indução de correntes parasitas (Apêndice A e seção 2.3.3), os ímãs são apenas colados e não correm o risco de serem desprendidos, porque a velocidade de rotação da máquina (que será uma especificação de entrada) não é significativa.

As dimensões do ímã de ferrite mostradas na Figura 3.1 é bem semelhante ao que será utilizado nesse projeto que possuirá 12 polos magnéticos (é um parâmetro das opções iniciais). A tabela 2 mostra suas principais características físicas.

TABELA 2 – PROPIEDADES FÍSICAS DO FERRITE, O ÍMÃ PERMANENTE CERÂMICO

Ímã de Ferrite	
Temperatura de operação	180° C a 280° C
Temperatura de Curie	450° C
Força coercitiva	160 a 400 kA/m
Densidade magnética	0,35 – 0,4 T
Produto energético	9 kJ/m³

Fonte: Magtek Soluções Magnéticas, (2018).

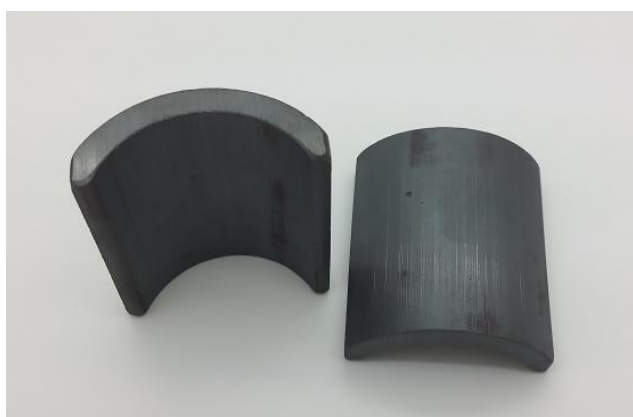


Figura 3.1 – Peças de ímãs de ferrite

Fonte: Magtek Soluções Magnéticas, (2018).

3.1.3 Enrolamento de camada dupla

Esta seção visa apresentar o roteiro prático para a bobinagem do estator da máquina objeto de estudo. Esse projeto preferiu-se adotar os enrolamentos de camada dupla que são enrolamentos em que numa mesma ranhura é transpassado dois grupos de fios, o que a divide em duas regiões aproximadamente iguais. Cada grupo de fios corresponde ao número de voltas da bobina ali localizada e, então, ocorrerá de se ter lados de bobinas “deixando” a ranhura como também “entrando”, ora de mesma fase, ora de fases diferentes dependendo da ranhura, do passo de ranhura e do número de bobinas por fase.

A máquina cujo projeto de dimensionamento é desenvolvido neste trabalho possui 27 ranhuras, 12 polos e número de ranhuras por polo por fase fracionário, $q = 0,75$. Primeiramente

segundo Hendershot e Miller, (2010), se calcula o máximo passo de bobina, $\tau_{b_m\acute{a}x}$ utilizando a Equação 15 a seguir.

$$\tau_{b_m\acute{a}x+\varepsilon} = \frac{N_{ran}}{2p}, \quad (15)$$

em que: $\tau_{b_m\acute{a}x}$ – Passo de bobina correspondente a um número inteiro;

ε – Resto da divisão do número de ranhuras e o número de polos da máquina;

N_{ran} – Número de ranhuras da máquina;

p – Número de par de polos.

Lembrando que para calcular o número de ranhuras da máquina, N_{ran} , efetua-se o produto entre o número de fases da máquina, m , com o número de ranhuras por polo por fase, q , com o número de polos, P , conforme descreve a Equação 16.

$$N_{ran} = mqP. \quad (16)$$

Aplicando a equação 15 à máquina em questão, tem que que $\tau_{b_m\acute{a}x} = 2$ e $\varepsilon = 0,25$. O resultado aponta que para a melhor distribuição das bobinas no estator, o passo de bobina não poderá exceder em duas ranhuras, sendo este o valor máximo. Adotou-se, então, $\tau_b = 2$.

O número de bobinas que cada fase conterà, denominado de C , é obtido dividindo o número de ranhuras, N_{ran} , pelo número de fases da máquina, m , e, portanto, $C = 27/3$, $C = 9$ bobinas por fase. É dito que o enrolamento terá seções simétricas, N_{ss} , se o número de bobinas por fase, C , possuir máximo divisor comum (ou máximo fator comum) com o número de par de polos, p , isto é, $MFC [C, p] \rightarrow \exists e \in \mathbb{Z}$. O $MFC [9,6] = 3$ para a máquina deste projeto, o que significa que este será o número total de seções que cada fase terá ao término da bobinagem do estator.

A Equação 17 apresenta o número de ranhuras por setor simétrico da máquina, S_l , em função do número total de seções por fase:

$$S_l = \frac{N_{ran}}{N_{ss}} = \frac{N_{ran}}{MFC[C,p]}. \quad (17)$$

E, mais uma vez correspondendo em valores a equação matemática apresentada para o caso do estudo, $S_I = 27/3$, $S_I = 9$ ranhuras, este valor indica que existe 3 setores simétricos de 120° cada e contendo 9 ranhuras, onde neles a quantidade de lados de bobinas entrando é igual a quantidade de bobinas saindo, para as três fases, destas referidas ranhuras. Logo, a distribuição sequencial de bobinas seguirá a regra regida pela Equação 18.

$$S_F = \begin{cases} \tau_{b_máx} + 1, & \text{se } \varepsilon > 0,5 \\ S_I - \tau_{b_máx}, & \text{se } \varepsilon < 0,5 \end{cases} \quad (18)$$

Há ainda uma condição de sentido a ser respeitada. Se o $\varepsilon > 0,5$ o enrolamento é classificado como progressivo e a distribuição de bobinas segue o sentido anti-horário (positivo), devendo ser as ranhuras enumeradas desde sua primeira a última no mesmo sentido. Mas, caso o $\varepsilon < 0,5$ o enrolamento é chamado de regressivo e a distribuição de bobinas circulará o estator pelo sentido horário (negativo), devendo ter suas ranhuras enumeradas desde a sua primeira até a última da mesma forma. Para ambos casos, a polaridade das bobinas é invertida com as bobinas de números ímpares saindo sempre em τ_b ranhura à frente, as de número pares, por sua vez, saem em τ_b ranhura localizada atrás da ranhura que entrou.

Como o $\varepsilon = 0,25$ para a máquina desenvolvida neste trabalho e o mesmo é menor que 0,5; deverá, portanto, utilizar $S_F = S_I - \tau_{b_máx} \Leftrightarrow S_F = 9 - 2 \therefore S_F = 7$. Tal valor corresponde a dizer que a entrada de uma bobina estará sete ranhuras à frente da saída da bobina anterior. Empregue-se S_F para as primeiras 3 bobinas, de um total de 9 por fase, e após esta primeira rodada as demais são alocadas copiando bobina por bobina e deslocando S_I coordenadas de ranhuras à frente no sentido comandado pelo ε da Equação 18.

Para a máquina em estudo, a bobina 1 da fase 1 se inicia na ranhura 1 entrando (+1) e sai (-1) na ranhura 3, com passo de bobina de +2. A bobina 2 da fase 1 entra na ranhura $3+7=10$ e sai na ranhura $10-2=8$, já que para bobinas de número par o passo de bobina é -2, o que intercala sua polaridade em relação à bobina anterior. Para completar o primeiro ciclo, a bobina 3 da fase 1 estará entrando na ranhura $8+7=15$ e sairá na ranhura $15+2=17$, uma vez que é uma bobina de número ímpar.

A segunda rodada de distribuição é feita com mais 3 bobinas, 4, 5 e a 6 copiando respectivamente a 1, 2 e 3 em $S_I = 9$ ranhuras à frente, $1+9=10$ e $3+9=12$, portanto, a coordenada da bobina 4 são as ranhuras 10 e 12; da bobina 5 são as ranhuras 17 e 19; da bobina

6 ranhuras 24 e 26. A fase 1 termina repetindo este ciclo tomando as bobinas 4, 5 e 6, para as alocações, S_l à frente, das bobinas 7, 8 e 9 respectivamente.

As Figuras 3.2, 3.3, 3.4 apresentam a composição de passos que levam ao preenchimento das ranhuras pelas bobinas da fase 1. Obs.: Todas as imagens estão fora de escala.

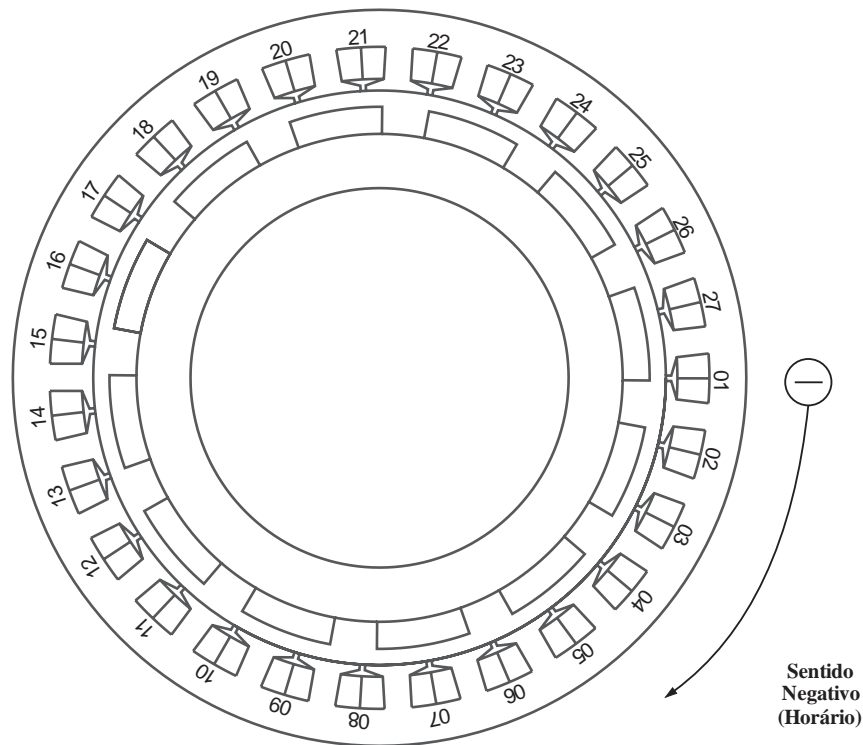


Figura 3.2 – Sentido de distribuição das bobinas
Fonte: Autoria própria.

Após a distribuição das bobinas da fase 1 inicia-se a distribuição das bobinas da fase 2. A pergunta a ser respondida, então, é onde estará a primeira bobina da fase seguinte? A Equação 19 traz esta resposta. Posiciona-se a bobina de número 1 da fase 2 *Offset* ranhuras +1 da posição de início da primeira bobina da fase anterior. Como a primeira bobina da fase 2 iniciou na ranhura 1, a distribuição da fase2 começará na ranhura 7 entrando e sairá na ranhura, $7+2 = 9$. Já a segunda bobina da fase 2 estará S_1 ranhuras à frente da ranhura 9, $9+7 = 16$ e sairá na ranhura $16-2 = 14$. Para fechar este primeiro ciclo da referida fase, a terceira bobina que é ímpar estará, assim, entrando na ranhura $14+7 = 21$ e saindo na ranhura $21+2 = 23$, Figura 3.5.

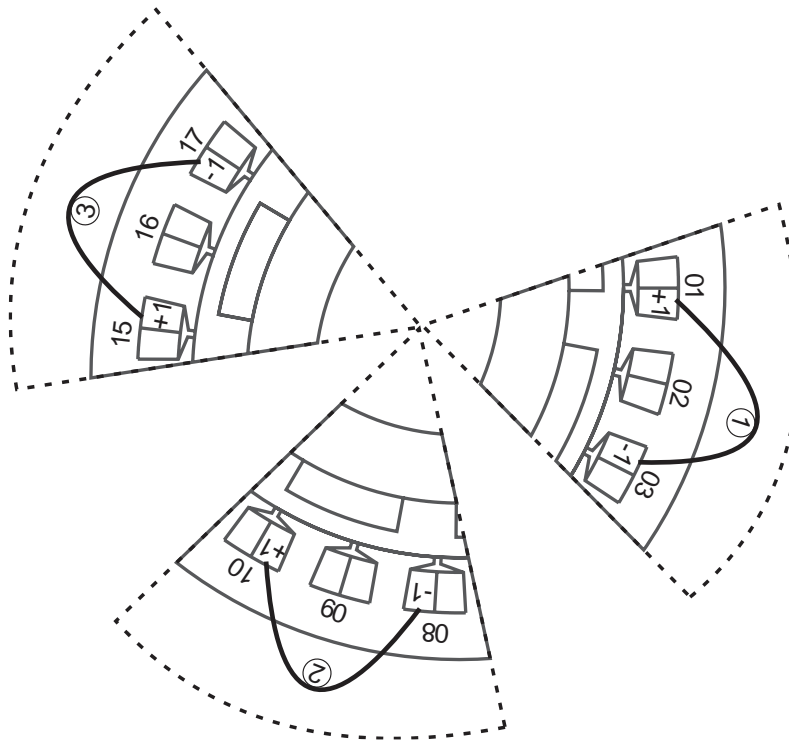


Figura 3.3 – Distribuição das três primeiras bobinas da fase 1
Fonte: Autoria própria.

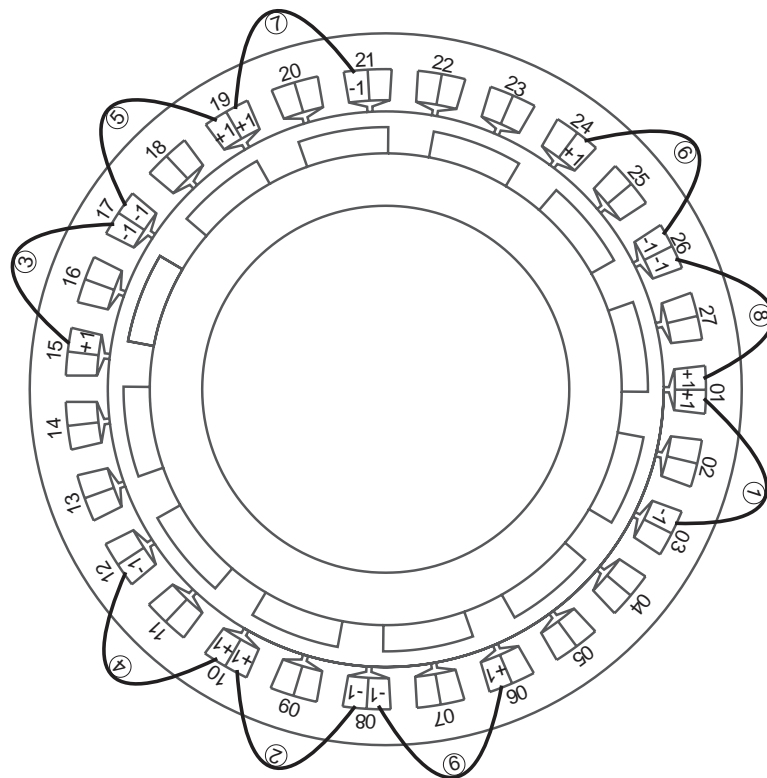


Figura 3.4 – Distribuição das nove bobinas da fase 1
Fonte: Autoria própria.

Para a fase 3, a mesma regra se aplica, mas desta vez, considerando o início da primeira bobina da fase anterior, fase 2, deste modo. A primeira bobina da fase 3 começará na ranhura, $7 + (offset + 1) = 7 + 6 = 13$, sai na ranhura $13 + 2 = 15$ com passo de bobina $+2$. A segunda bobina, a de número 2 (par) entra na ranhura $15 + 7 = 22$ e sai na ranhura $22 - 2 = 20$, com passo -2 . Finalmente, a rodada termina com a bobina 3 de passo de bobina $+2$ entrando na ranhura $20 + 7 = 27$ e saindo na ranhura $27 + 2 = 29 - 27 = 2$. A Figura 3.6 apresenta a bobinagem completa da máquina.

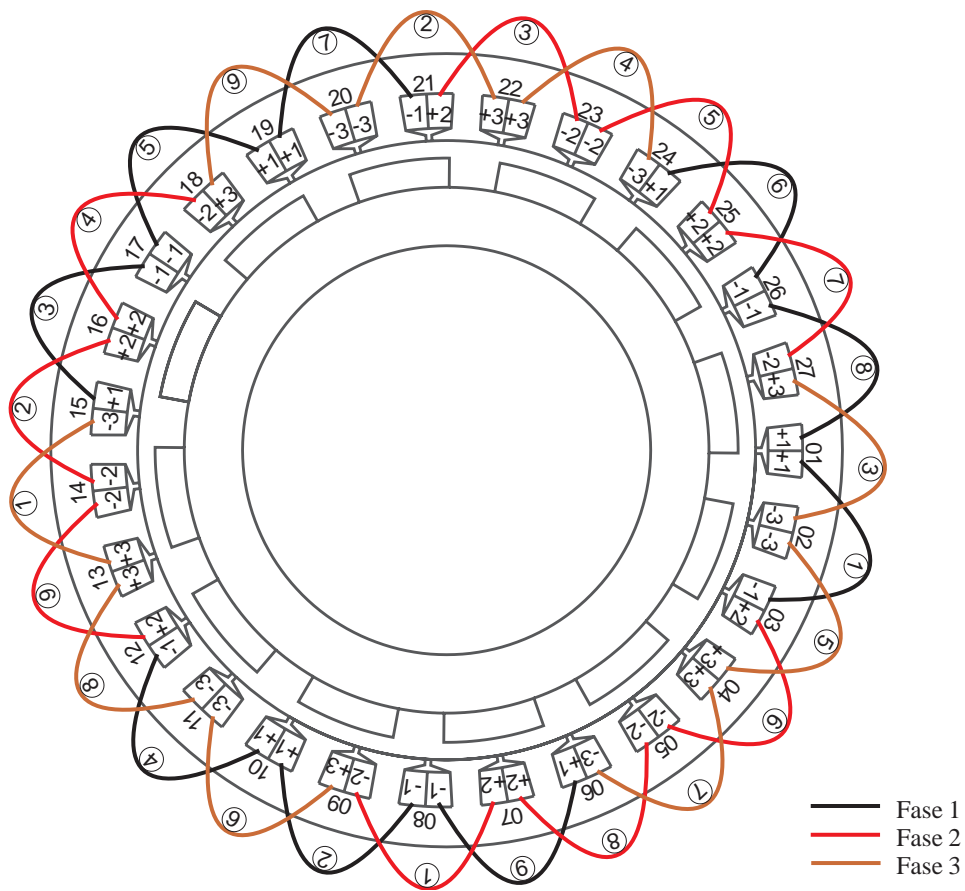


Figura 3.6 – Distribuição das 27 bobinas para as três fases da máquina
Fonte: Autoria própria.

A representação planificada da Figura 3.6, encontra-se no apêndice D intitulado “Enrolamento de oficina camada dupla 27 ranhuras 12 polos”.

3.2 PARÂMETROS DE DESEMPENHO E PARÂMETROS CONSTRUTIVOS

3.2.1 Especificações de entrada

As especificações de entrada de um PMSG são as informações mais importantes do equipamento e pode-se afirmar que elas são um “recorte” de parte do que seria os dados de placa do equipamento. Do mesmo modo ao se adquirir um motor, impreterivelmente é buscado os dados de placa para se certificar se parâmetros como tensão nominal, potência nominal, corrente nominal, etc. satisfazem ao circuito que se pretende aplicá-lo; com o gerador não poderia ser diferente. Em suma, geralmente são destacados parâmetros elétricos e mecânicos que constituem a formação das especificações de entrada do projeto. A tabela 3 indica os fatores escolhidos nesse projeto, para esta primeira etapa.

TABELA 3 – ESPECIFICAÇÕES DE ENTRADA DA MÁQUINA

Parâmetros	Descrição	Valores	[un.]
P_{carga}	Potência ativa nominal de carga	3	kW
V_{carga}	Tensão de terminal RMS	220	V
n_m	Velocidade mecânica da máquina	350	rpm

Fonte: Autoria própria.

3.2.2 Opções iniciais do projeto

Decorrem de algumas escolhas já concebidas, a saber, a escolha dos ímãs de ferrite sinaliza que o fluxo magnético no entreferro não será superior a 0,4 T (tabela 2); já se sabe pela seção 3.1.3 que número de ranhuras por polo por fase nesse projeto é de 0,75 e, já foi registrado que o equipamento será trifásico no seu fornecimento de energia. Mas, o projetista pode querer também tomar medidas de precaução nessa fase do projeto, prefixando a densidade de corrente nos fios, J_{fio} em um valor dentro do limite de segurança com a meta de evitar sobreaquecimento e uma possível ruptura do isolante dos condutores.

Por outro lado, parâmetros de dimensão também podem entrar na composição de sua lista de opções iniciais como o comprimento do entreferro, ag ; definir o diâmetro mínimo que deve ter o rotor a partir do conhecimento prévio do eixo de acoplamento das pás e/ou

predeterminar o diâmetro externo do estator em função da nacele da turbina eólica. A tabela 4 exhibe todos os parâmetros selecionados como opções iniciais desse projeto.

TABELA 4 – OPÇÕES INICIAIS DO PROJETO

Parâmetro	Descrição	Valor
m	Número de fases	3
p	Número de par de polos	6
q	Número de ranhuras por polo por fase	0,75
ag	Comprimento do entreferro	0,5 mm
h _m	Altura dos magnetos	10 mm
w	Abertura da ranhura	2 mm
B _δ	Valor de pico de indução magnética no entreferro	0,381 T**
B _g	Densidade de fluxo magnético média no entreferro	0,254 T*
B _m	Densidade de fluxo magnético do ímã	0,381 T**
B _{ys}	Densidade de fluxo magnético na coroa do estator	1,6 T
B _{yr}	Densidade de fluxo magnético na coroa do rotor	1,6 T
B _d	Densidade de fluxo magnético nos dentes do estator	1,6 T
htt	Altura do <i>tooth tip</i>	2 mm
hctt	Altura do complemento <i>tooth tip</i>	2 mm
J _{fio}	Densidade de corrente nos fios	3 A/mm ²

* $0,4FRM(PC/PC+1) = 0,254$

** $0,4(PC/PC+1) = 0,381$

Fonte: Autoria própria.

3.2.3 Parâmetros de saída

Como saída, sucedendo o encadeamento de cálculos, está a última fase do processo: os parâmetros que se deseja obter. Para essa proposta que almeja apresentar um modelo de dimensionamento de um PMSG, os parâmetros reservados como saída são aqueles próprios das dimensões geométricas da máquina. A finalização desta etapa permite calcular a massa total (kg) da máquina, como a massa de cobre, a massa dos ímãs, a massa de ferro do rotor, a massa de ferro do estator entre outras. De posse desses valores, é possível, então, estimar as perdas *joule* nos enrolamentos, as perdas no ferro e as perdas de natureza mecânica, atreladas ao atrito e ventilação pelo movimento do rotor.

A Figura 3.7 mostra os principais valores de dimensão da máquina que serão obtidos ao término do desenvolvimento desse projeto.

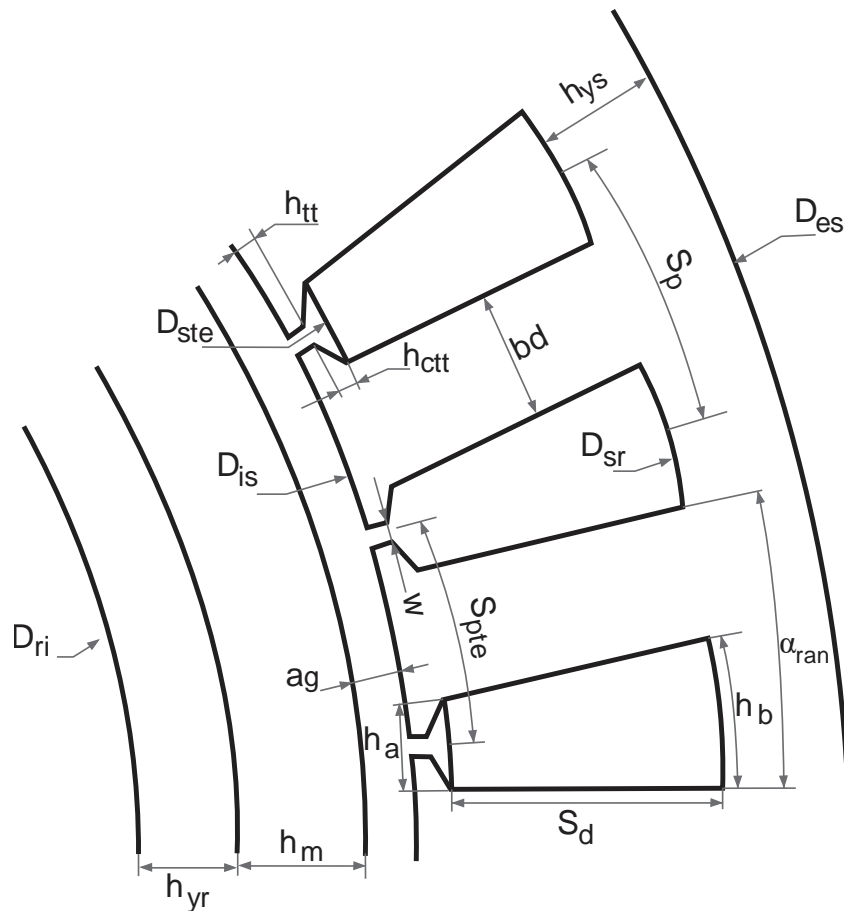


Figura 3.7 – Parâmetros principais de dimensão do PMSG
Fonte: Adaptado de Resmini, (2013).

3.3 PROCESSO DE CÁLCULO

Uma vez que se estabelece a topologia da máquina; suas especificações de entrada, (Tabela3); e as opções iniciais para o projeto, (Tabela 4); finalmente pode-se empreender com o desenvolvimento dos cálculos afim de se chegar aos parâmetros de saída, (Figura 3.7), proposição desse TCC. Para tanto, como afirmado anteriormente, Hendershot e Miller, (2010), abordam esta etapa, em sua obra, apresentando a formulação matemática necessária de modo geral, dado que, nenhuma topologia específica é trabalhada de modo individual e único. Assim, até o ponto comum em que se chegam as equações para as diferentes topologias de máquinas elétricas com ímãs permanentes, são estes autores que serão referenciados nessa seção 3.3.

A partir de então, a referência principal será a de Kolzer, (2017), porque em seus trabalhos ele não somente detalha o conjunto de equações para as principais topologias existentes, como também faz comparações entre seus desempenhos, otimizando-as a seguir (cada qual em sua particularidade) de modo a atender certas medidas e critérios de projetos, de forma especial para aplicações eólicas de geração de energia.

A tabela 5 mostra os valores típicos para torques por unidade de volume de rotor, TRV , e tensão tangencial média no rotor, σ , para máquinas na operação contínua.

TABELA 5 – VALORES TÍPICOS PARA TRV E σ

Classe de máquinas	TRV (kNm/m ³)	σ (kN/m ²)
Máquinas pequenas totalmente fechadas com ímãs de ferrite	7 - 14	3,4 – 6,9
Máquinas totalmente fechadas com ímãs a terras raras	14 - 42	6,9 – 20,7
Máquinas totalmente fechadas com ímãs colados de NdFeB	20	10,34
Máquinas industriais (integral hp)	7 - 30	3,4 – 13,7
Servo – motores de alto desempenho	15 - 50	13,7 – 27,5
Máquinas aeroespaciais	30 - 75	13,7 – 34,4
Máquinas grandes com refrigeração a líquido	100 - 250	48,2 – 124,1

Fonte: Adaptado de Hendershot e Miller, (2010, p. 89).

Como se observa pela tabela acima, para máquinas pequenas construídas com ímãs permanentes de ferrite o torque por unidade de volume de rotor, TRV , varia de 7 a 14 kNm/m³, portanto, deve-se escolher um valor que compreenda estes dois extremos apontados acima. Mas a preferência não poderá ser simplesmente baseada no arbítrio, porque Kolzer, (2010), lembra que quanto maior for o valor estimado de TRV menor será o volume do rotor (equação 22), por ambas as variáveis se relacionarem de modo inverso; com um volume menor é restrito também a área por polo, que por sua vez, resulta em fluxo por polo baixo, já que a indução do entreferro é baixa quando se usa ímãs permanentes de valor módico como os de ferrite (em relação aos ímãs a terras raras, por exemplo). Assim, ainda nesse cenário, seria preciso muitas espiras para se obter uma dada tensão nas bobinas, porém um elevado número de espiras aumenta a indutância que tem efeito numa maior queda de tensão em carga.

Desse modo, e uma vez que no projeto não se está limitando nenhuma variável de dimensão externa da máquina – como poderia acontecer com certos equipamentos,

comportados dentro da nacele de turbinas eólicas, que são substitutos de outros, com o objetivo de se aproveitar um espaço já delimitado; opta-se por prefixar o valor de TRV em 7 kNm/m^3 .

A equação 20 mostra a relação que possui o TRV com σ :

$$TRV = 2\sigma. \quad (20)$$

Portanto, $\sigma = 3,5 \text{ kN/m}^2$, o que significa dizer que é justamente essa a pressão a que está submetida tangencialmente a superfície do rotor, mediante a um torque imputado no seu eixo, que o força à uma rotação angular. O torque é calculado pela equação 21:

$$T = \frac{P_{carga}}{n_{m,rad/s}}, \quad (21)$$

em que a velocidade nominal do equipamento precisa estar expressa em rad/s.

Adiante, sabendo o torque da máquina, T , e seu torque por unidade de volume do rotor, TRV , calcula-se o volume do rotor, dado em m^3 , equação 22:

$$V_r = \frac{T}{TRV}. \quad (22)$$

Petrov, (2013), afirma, em decorrência da aquisição das boas práticas de construção de máquinas elétricas síncronas com mais de um par de polos (p), que há uma relação matemática que estrutura o comprimento axial do rotor, L_{stk} , pelo seu diâmetro externo, D_{re} , denominada pela equação 23:

$$\chi = \frac{\pi}{4p} \sqrt{p}, \quad (23)$$

resultando em $\chi = 0,3206$ para $p = 6$.

Convenientemente essa relação (equação 23) será usada ao seu inverso, $Rdlp = 1/\chi = 3,1188$. Enfim, o diâmetro externo do rotor poderá ser calculado pela equação 24, (KOLZER, 2017, equações 24 a 38; 42 a 61):

$$D_{re} = \sqrt[3]{\left(\frac{4}{\pi} V_r R d l p\right)}. \quad (24)$$

De posse de D_{re} , pode-se então calcular o comprimento do pacote de chapas (ou comprimento axial do rotor), L_{stk} , equação 25:

$$L_{stk} = \frac{D_{re}}{R d l p}. \quad (25)$$

Em seguida, como já se tem a altura dos magnetos, h_m , é possível calcular o diâmetro do rotor abaixo dos ímãs, D_{rai} , equação 26:

$$D_{rai} = D_{re} - 2h_m. \quad (26)$$

Do mesmo modo, em poder do comprimento do entreferro, ag , (tabela 4), pode-se calcular o diâmetro interno do estator, D_{is} , equação 27:

$$D_{is} = D_{re} + 2ag. \quad (27)$$

Fazem parte também das opções iniciais de projeto a altura do *tooth tip* e a altura complementar do *tooth tip*, h_{tt} e h_{ctt} respectivamente, prefixados em milímetros, mas no roteiro de cálculos devem ser trabalhos na unidade de metros. O diâmetro do estator no topo dos enrolamentos, D_{ste} , se relaciona com estes dois referidos parâmetros, tal como descreve a equação 28:

$$D_{ste} = D_{is} + 2(h_{tt} + h_{ctt}). \quad (28)$$

Antes de calcular o fluxo no entreferro na frente de um ímã, Φ_g é preciso fazer considerações sobre os magnetos em questão. O passo polar dos ímãs, τ_g , que nada mais é do que o espaçamento, em graus, das peças de ferrite ao longo do corpo circular do rotor é dado pela equação 29:

$$\tau_g = \frac{360^\circ}{2p}, \quad (29)$$

em radianos o passo polar é expresso por:

$$\tau_p = \frac{2\pi}{2p}. \quad (30)$$

Adota-se um fator de redução de largura dos ímãs, FRM , para evitar que sua proximidade pelas laterais torne significativo o fluxo disperso entre peças polares adjacentes (KOLZER, 2017). $FRM = 2/3\tau_g$, isto é, a abertura angular dos ímãs é, θ_{ig} :

$$\theta_{ig} = \tau_g FRM, \quad (31)$$

em radianos,

$$\theta_{ir} = \theta_{ig} \frac{\pi}{180^\circ}. \quad (32)$$

Com a abertura angular dos ímãs, θ_{ig} , calcula-se a largura das peças polares na direção tangencial, W_m , equação 33:

$$W_m = \theta_{ig} \frac{D_{re}}{2}. \quad (33)$$

Já o coeficiente de permeância dos magnetos, PC , deverá ser obtido conforme a equação 13 se o comprimento dos ímãs já estiver determinado, L_m , o que não é o caso, porque até nesse ponto, possui-se apenas a sua altura, h_m . Alternativamente, poderá se proceder de acordo com a equação 34, para máquinas de rotor interno com ímãs permanentes de superfície:

$$PC = \frac{h_m}{ag}. \quad (34)$$

A distribuição do fluxo magnético por polo da máquina é dividida em caminhos por nenhum ímã do rotor estar perfeitamente alinhado com os dentes do estator (pressuposto dois caminhos). Sua forma é idealmente retangular, sendo a distribuição magnética no entreferro na frente de um ímã igual à indução magnética do ímã em seu ponto de operação (DEMBISNKI, 2018, apêndice A). Dessa maneira, o fluxo magnético no entreferro por polo, Φ_g , é calculado em função do valor da indução magnética no entreferro por polo ($B_\delta = B_m$) e da área do polo,

que por sua vez se relaciona com o diâmetro externo do rotor, D_{re} , do comprimento do pacote, L_{stk} , e do número de polos, P , equação 35:

$$\Phi_g = \frac{B_\delta L_{stk} D_{re} \pi F R M}{P}. \quad (35)$$

Com a aquisição matemática do fluxo magnético no entreferro por polo, este valor abre a possibilidade de se calcular outros dois parâmetros que, para a topologia desse trabalho, são idênticos, são eles: a altura da coroa do rotor, h_{yr} , e a altura da coroa do estator, h_{ys} , equações 36 e 37 respectivamente:

$$h_{yr} = \frac{\Phi_g}{2B_{yr}L_{stk}}, \quad (36)$$

$$h_{ys} = \frac{\Phi_g}{2B_{ys}L_{stk}}. \quad (37)$$

Sucessivamente, pode-se, então, deprender o valor do diâmetro interno do rotor, D_{ri} , por meio da equação 38:

$$D_{ri} = D_{rai} - 2h_{yr}. \quad (38)$$

Sabe-se que a corrente nominal da máquina, I , relaciona-se de forma direta com a sua potência nominal, P_{nom} , e inversamente proporcional à sua tensão, V , equação 39. Uma vez que a densidade de corrente nos cabos, J_{fio} , é prefixada como opção inicial de projeto para assegurar não somente o nível de isolamento elétrica dos condutores da máquina – que possui enrolamentos de dupla camada, onde certamente terá ranhuras com condutores de duas fases diferentes – mas também evitar que o campo magnético produzido por esta corrente não desmagnetize o campo magnético remanente dos ímãs, na interação entre ambos. A equação 40 exibe a seção dos condutores mínima capaz de garantir o curso da corrente elétrica da máquina calculada pela equação 39; já a equação 41 o diâmetro de cada condutor.

$$I = \frac{P_{nom}}{\sqrt{3}V}. \quad (39)$$

$$S_{fio} = \frac{I}{J_{fio}}, \quad (40)$$

$$D_{fio} = \sqrt{\left(S_{fio} \frac{4}{\pi}\right)}. \quad (41)$$

Para calcular o número de espiras em série por fase, N_{fase} , que a máquina terá, é necessário calcular, primeiro, o fluxo por polo, Φ_p , que se relaciona com a densidade de fluxo magnético dos ímãs, B_m . Como explica Fitzgerald, (2014, p. 204); é comprovado que a força magneto-motriz, FMM, produzida no entreferro pelas bobinas consiste em uma componente espacial harmônica fundamental somada à diversas outras componentes de ordem mais elevada e, quando se projeta uma máquina elétrica (independente da topologia), se busca minimizar os efeitos dessas componentes de ordem superior, distribuindo as bobinas do enrolamento para que a onda da FMM tenha como protagonista apenas a componente fundamental (senoidal) no espaço. Portanto, este projeto segue esta orientação e trabalhará acatando esse lema que carrega nas suas entrelinhas o conceito de salvaguardar maiores perdas de potência.

Assim, a equação 42 explicita a componente da indução magnética produzida pelos ímãs apenas pela sua componente fundamental e, também, leva em conta a redução da largura dos ímãs, FRM , e foi denotada como B_{gl_pico} :

$$B_{gl_pico} = \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{FRM\pi}{2}\right) B_m, \quad (42)$$

em que o fator $4/\pi$ surge da análise da série de Fourier da onda retangular da FMM.

O fluxo por polo, Φ_p , é então habilitado a se apresentar, por meio da equação, 43:

$$\Phi_p = \frac{2}{P} D_{re} L_{stk} B_{gl_pico}. \quad (43)$$

Em seguida, a fórmula matemática 44 apresenta o número de espiras em série por fase, N_{fase} :

$$N_{fase} = \frac{E_{af}}{\sqrt{2}\pi f k_{enr} \Phi_p}, \quad (44)$$

no qual f é a frequência, em Hz, do rotor; k_{enr} é denominado fator de enrolamento da máquina (ver Apêndice E) calculado em 0,9597 e; E_{af} corresponde a uma estimação realizada onde se supõe que a tensão induzida, a vazio, é 10% maior que o valor da tensão de fase, V_{af} , ($E_{af} = 1,1V_{af}$) com a máquina em carga, onde $V_{af} = V/\sqrt{3}$, (KOLZER, 2017).

Para máquinas cujo enrolamentos é de camada dupla, pode-se obter o número de bobinas em série por fase. N_{bfase} , apenas multiplicando seu número de polos do rotor, P , pelo número de ranhuras por polo por fase, q , equação 45:

$$N_{bfase} = qP. \quad (45)$$

Depois, se torna possível conhecer a quantidade de espiras que terá cada bobina, N_{ebob} , equação 46:

$$N_{ebob} = \frac{N_{fase}}{N_{bfase}}. \quad (46)$$

A equação 47 é outra fórmula matemática exclusiva para os enrolamentos de máquinas elétricas que envolvem camada dupla. O número de condutores por ranhura, N_{cran} , é dado por:

$$N_{cran} = 2N_{ebob}. \quad (47)$$

Em poder do número de condutores que cada ranhura tem, N_{cran} , e já sabendo o número total de ranhuras que o estator possui, N_{ran} , conclui-se que o valor total de condutores, Z , será de, equação 48:

$$Z = N_{cran}N_{ran}. \quad (48)$$

Como a máquina é projetada para um sistema de alimentação trifásico, para um equilíbrio de circuitos, o número de condutores que cada fase terá, N_{cfase} , é de:

$$N_{cfase} = \frac{Z}{3}. \quad (49)$$

Agora que se conhece as principais informações acerca das bobinas e dos condutores, o encadeamento dos cálculos chega nas dimensões das ranhuras. É preciso definir a seção total de cobre (material dos condutores) dentro da ranhura, S_{Cu} . A equação 50 determina essa informação:

$$S_{Cu} = N_{cran} S_{fio}. \quad (50)$$

Para se adquirir a área da ranhura, S_{ran} , é preciso determinar a proporção do espaço da ranhura que será efetivamente ocupado pela seção total de cobre calculado anteriormente. É consagrado como margem de segurança um fator de preenchimento da ranhura, F_{slot} , de 45% (RESMINI, 2013); logo:

$$S_{ran} = \frac{S_{Cu}}{F_{slot}}. \quad (51)$$

O passo de ranhura na região interna do estator, dado em mm, S_p , é um parâmetro linear de distribuição geométrica simetricamente espaçadas das ranhuras ao longo da circunferência da coroa do estator que é importante na confecção mecânica dessa parte do equipamento:

$$S_p = \frac{D_{is}\pi}{N_{ran}}. \quad (52)$$

Concomitantemente, caso se prefira, na etapa de produção, distribuir as ranhuras utilizando como referência a circunferência do topo do enrolamento, o passo de ranhura nessa linha, S_{pte} , é de, equação 53:

$$S_{pte} = \frac{D_{ste}\pi}{N_{ran}}. \quad (53)$$

Já a largura dos dentes, espaços entre duas ranhuras consecutivas, é denominado de bd , e é dado pela fórmula matemática de número 54:

$$bd = \frac{B_g S_p}{B_d}. \quad (54)$$

Finalmente, a largura inferior da ranhura, ha , é calculada como mostra a equação 55:

$$ha = S_{pte} - bd. \quad (55)$$

E relacionando a geometria da ranhura como um trapézio (com duas bases, uma maior e outra menor, conforme ilustra a figura 3.7), para se obter sua largura superior, hb , antes é preciso representar o passo de ranhura em radianos, α_{ran_rad} . Sabe-se que em graus, o passo de ranhura é dado por:

$$\alpha_{ran} = \frac{360^\circ}{N_{ran}}, \quad (56)$$

equivalendo para radianos:

$$\alpha_{ran_rad} = \alpha_{ran} \frac{\pi}{180^\circ}, \quad (57)$$

Logo,

$$hb = \sqrt{\left(4 \tan\left(\frac{\alpha_{ran_rad}}{2}\right) S_{ran} + ha^2\right)}. \quad (58)$$

Por fim, resta apresentar o cálculo da altura da ranhura, S_d , dado por:

$$S_d = \frac{2S_{ran}}{ha + hb}. \quad (59)$$

Após a conclusão dos cálculos para as medidas das ranhuras, o caminho percorrido acena para a sua chegada ao abarcar as duas últimas dimensões da máquina: o diâmetro do estator no fundo da ranhura, D_{sr} , e o diâmetro externo do estator, D_{es} :

$$D_{sr} = D_{ste} + 2S_d, \quad (60)$$

$$D_{es} = D_{sr} + 2h_{ys}. \quad (61)$$

As medidas de extensão da máquina foram determinadas pelo conjunto de equações expostas anteriormente. Contudo, o procedimento matemático ainda continua e se concentra adiante nas indutâncias, no cálculo da resistência elétrica dos enrolamentos, na cotação das perdas de potências (seja por efeito *Joule*, por Histerese e por correntes parasitas- Foucault) e no seu rendimento.

3.3.1 Submodelo das indutâncias

O cálculo da indutância síncrona, L_s , do PMSG tem por ponto-chave “modelar os efeitos que as correntes de armadura têm sobre o fluxo magnético total da máquina, conhecido como efeito de reação de armadura.” (DEMBINSKI, 2018). Para a máquina em estudo, serão consideradas as existências da indutância de dispersão da ranhura, L_{slot} , da indutância do entreferro, L_g , e a indutância da cabeça da bobina, L_{end} . A escolha do enrolamento de camada dupla aliado a um passo de bobina pequeno deixa a máquina compacta, com sua cabeça de bobina menor em relação aos outros tipos de enrolamentos, economiza-se cobre e evita-se, por fim, a acentuação das perdas, (Figura 2.12 -subseção 2.3.5.3).

Para Langsdorf, (1937), a indutância de dispersão da ranhura, L_{slot} , pode ser modelada compativelmente como ilustra a figura 3.8. Por ela se observa que há seis linhas de indução que passam diretamente através da ranhura; sendo a relutância da parte do ferro desses caminhos irrelevante frente à relutância do ar ou à relutância de outro material não magnético que esteja presente ali na ranhura (papéis isolantes que separam os dois lados de bobina). E, enfim, as alturas indicadas na imagem definem a amplitude dos laços de dispersão de cada dos referidos contornos.

Observação: Na figura 3.8 há duas aproximações de ordem geométrica e física, respectivamente. As ranhuras não são trapezoidais e os lados de bobinas são dispostos um sobre o outro. Na máquina desenvolvida nesse projeto as ranhuras não são retangulares e o conjunto de condutores que formam o lado de uma bobina são assentados lado a lado, dividindo a ranhura na vertical. Em todo o caso, apesar das diferenças levantadas, a adoção dos conceitos de

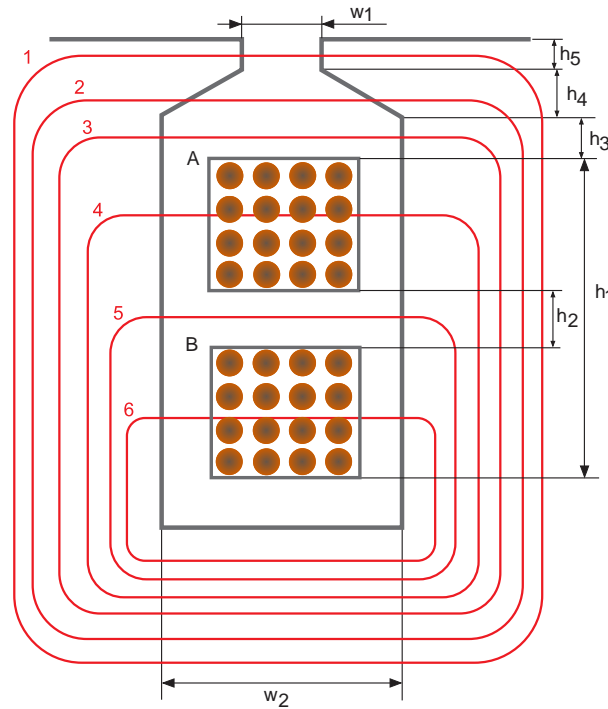


Figura 3.8 – Fluxos de dispersão de uma ranhura considerando enrolamento de camada dupla
Fonte: Adaptado de Langsdorf, (1937).

Langsdorf, (1937), será mantida e, na próxima seção, o valor da indutância síncrona, L_s , comparada com o valor a ser apresentado na simulação pelo EFCAD[®].

As alturas h_1 , h_2 , h_3 , h_4 e h_5 bem como as dimensões de w_1 e w_2 foram rescritas como $h_1 = S_a$; $h_2 = 0,5 \text{ mm}$; $h_3 = 0,1 \text{ mm}$, $h_4 = h_{cu}$; $h_5 = h_u$; $w_1 = w$ e $w_2 = (h_a + h_b) / 2$. Deve-se separar as ranhuras que contêm lados de uma mesma bobina das ranhuras que possuem lados de bobinas diferentes, para isso define-se como número de bobinas por um setor simétrico por fase, N_{ss} , como:

$$N_{ss} = \frac{N_{ran}}{N_{b\text{fase}}} \quad (62)$$

Por outro lado, o número de ranhuras ocupadas por lados de bobinas de mesma fase, N_{rmf} , é definido:

$$N_{rmf} = 2N_{ss} \quad (63)$$

que será o mesmo valor para o número de ranhuras ocupadas por lados de bobinas de fases diferentes, N_{rfd} .

Para o enlace de fluxo 1 tem-se:

$$L_1 = \mu_o \left(2 \frac{N_{fase}}{Pq}\right)^2 \frac{L_{stk} h_5}{w_1}. \quad (64)$$

Para o enlace de fluxo 2:

$$L_2 = \mu_o \left(2 \frac{N_{fase}}{Pq}\right)^2 \frac{2L_{stk} h_4}{w_1 + w_2}. \quad (65)$$

Para o enlace de fluxo 3:

$$L_3 = \mu_o \left(2 \frac{N_{fase}}{Pq}\right)^2 \frac{L_{stk} h_3}{w_2}. \quad (65)$$

Para o enlace de fluxo 4:

$$L_4 = \mu_o \left(2 \frac{N_{fase}}{Pq}\right)^2 \frac{L_{stk} (h_1 - h_2)}{6w_2}. \quad (66)$$

Para o enlace de fluxo 5:

$$L_5 = \mu_o \left(2 \frac{N_{fase}}{Pq}\right)^2 \frac{L_{stk} h_2}{w_2}. \quad (67)$$

E, finalmente, para o enlace de fluxo 6:

$$L_6 = \mu_o \left(2 \frac{N_{fase}}{Pq}\right)^2 \frac{L_{stk} (h_1 - h_2)}{6w_2}. \quad (68)$$

A indutância total devido ao enlace de fluxo nas ranhuras de mesma fase, L_{T_rmf} , será:

$$L_{T_rmf} = N_{rfm} (L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5 + L_6). \quad (69)$$

Para calcular a indutância de dispersão de uma ranhura que comporta dois lados de bobinas de fases diferentes, variável denominada simplesmente como L , deve-se lembrar, primeiro, que duas fases estão defasadas entre si (no sistema trifásico) de $\phi = 120^\circ$ elétricos. Assim, pela equação 70:

$$L = 4\mu_o \left(\frac{N_{fase}}{Pq} \right)^2 L_{stk} \left[\left(\frac{h_5}{w_1} + 2 \frac{h_4}{w_1+w_1} + \frac{h_3}{w_2} \right) \left(\frac{1+\cos\phi}{2} \right) + \frac{h_1}{24w_2} (5+3\cos\phi) + \frac{h_2}{24w_2} (1-3\cos\phi) \right]. \quad (70)$$

Para saber a indutância total devido ao enlace de fluxo nas ranhuras de fases diferentes, L_{T_rfd} , basta multiplicar o resultado da equação 70 por N_{rfd} :

$$L_{T_rfd} = N_{rfd}L. \quad (71)$$

A indutância total de dispersão da ranhura, então será dada por:

$$L_{slot} = L_{T_rmf} + L_{T_rfd}. \quad (72)$$

Kolzer, (2017), define a indutância do entreferro, L_g , como:

$$L_g = \frac{12\mu_o (k_{enr} N_{fase})^2 D_{is} L_{stk}}{\pi P^2 (ag+h_m)}. \quad (73)$$

A indutância mútua é calculada, M_g , é calculada como:

$$M_g = -\frac{L_g}{3}. \quad (74)$$

Para calcular a indutância da cabeça de bobina, L_{end} , utiliza-se:

$$L_{end} = N_{bfase}^2 \mu_o R_e N_{ebob}^2 \left(\ln \left(\frac{8R_e}{R} \right) - 2 \right), \quad (75)$$

onde, N_{bfase} é o número de bobinas em série por fase; N_{ebob} é o número de espiras por bobinas. R e R_e são dados por, respectivamente:

$$R = 0,447\sqrt{S_{ran}}, \quad (76)$$

$$R_e = \frac{\pi\tau_b}{N_{ran}} \left(\frac{D_{sr}}{2} - \frac{S_d}{2} \right). \quad (77)$$

A indutância própria de uma fase, L_{aa} , é calculada somando-se:

$$L_{aa} = L_{slot} + L_g + L_{end} \quad (78)$$

E a indutância condensada final é chamada de indutância síncrona:

$$L_s = L_{aa} - M_g. \quad (79)$$

Para saber o valor da impedância síncrona, procede-se:

$$X_s = 2\pi f L_s. \quad (80)$$

3.3.2 Submodelo elétrico

Esta seção visa responder dois questionamentos importantes à luz da física dos enrolamentos da máquina: qual será o valor da resistência dos enrolamentos de armadura para o projeto em questão? E qual é a quantidade de potência que será consumida (perda irreversível) nesses condutores pelo efeito *Joule*? Ambos os parâmetros são requisitos para outras inferências, a saber, o cálculo da indutância síncrona do circuito equivalente do PMSG e do rendimento global do equipamento. Sabe-se que máquinas elétricas operam sob um ponto de operação térmico que, caso violado, reduz-se a vida útil do equipamento e, em cenários mais pessimistas, perde-se o bobinamentos porque o isolante é danificado, o que dá espaço para curtos-circuitos que não só rompem a estrutura das bobinas, como também alteram suas propriedades físicas (elétrica e magnética).

Para uma abordagem mais precisa acerca do gradiente de temperatura a que a máquina estaria submetida, uma frente de projeto térmico deveria ser desenvolvida. Porém, por ser esse trabalho de conclusão de curso mais pragmático que multidisciplinar, o tratamento dado à

temperatura se resumirá a sua classe de isolamento F, correspondente a 155°C. Para a topologia de ímãs permanentes superficiais de rotor interno é conhecido que o calor interno gerado possui uma dissipação fluídica melhor que a topologia de rotor externo, por exemplo e; lembrando também que a aplicação do gerador em discussão é sobre torres eólicas de geração de eletricidade, há de se convir que o sistema já possui de forma natural, imposta pelo meio, refrigeração a ar e que, dessa forma, se adotará a temperatura de operação máxima de 100°C (KOLZER, 2017).

A equação 81 apresenta o modo de obtenção do comprimento médio do enrolamento por fase, l_{med} , onde se considera que uma bobina se encontra no centro de uma ranhura e, para efeitos de construção, é adicionado um percentual de segurança equivalente a 20%:

$$l_{med} = 1,2 \left[2(l, 2L_{stk}) + 2 \left(\frac{2\pi\tau_b}{N_{ran}} \right) \left(\frac{D_{sr}}{2} - \frac{S_d}{2} \right) \right], \quad (81)$$

no qual, τ_b – passo de bobina, em ranhuras. Conforme a seção 3.1.3 adotou-se como $\tau_b = 2$ ranhuras para esse projeto.

Sabe-se que a resistividade do cobre (Cu) em 20°C é de $\lambda_{Cu_{20}} = 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$, logo, a resistência de fase do enrolamento na temperatura de 20°C é de:

$$R_{f20^\circ} = \frac{\lambda_{Cu_{20}} l_{med} N_{fase}}{S_{fio}}. \quad (82)$$

Já o coeficiente de variação de resistência com a variação da temperatura para o cobre, na referida temperatura, é de: $\alpha_{20} = 0,0040^\circ C^{-1}$, assim, a resistência dos enrolamentos de armadura, R_f , é de:

$$R_f = R_{f20^\circ} [1 + \lambda_{Cu_{20}} (T_{Cu} - 20)], \quad (83)$$

em que, T_{Cu} - corresponde à temperatura de operação máxima, definida como 100°C.

Com a aquisição da resistência dos enrolamentos de armadura, finalmente, se procede com o cálculo da potência perdida por efeito *Joule*, equação 84:

$$P_{Cu} = 3I^2 R_f. \quad (84)$$

3.3.3 Cálculo de massa de material ativo, Perdas e Rendimento

A avaliação da massa do material ativo com o objetivo de conjecturar perdas, para então, determinar o rendimento do PMSG será elaborado nessa subseção. Com o auxílio da tabela 7, a seguir, e das próximas equações a serem exibidas, a perda por histerese na coroa do estator; a perda por histerese nos dentes; a perda por Foucault na coroa do estator e a perda por Foucault nos dentes que compõem as perdas no ferro do equipamento, afinal, poderão ser levantadas.

O Apêndice A já evoca à mente do leitor o conceito de perda por histerese e perdas por Foucault (ou correntes parasitas) em máquinas eletromagnéticas por concepção, de tal forma que, neste momento, bastará a formulação matemática para o conhecimento dessas potências que são desaproveitadas na dinâmica de operação do PMSG.

A tabela 6 apresenta as massas específicas do cobre (Cu), do ferro (Fe) e do ferrite.

TABELA 6 – MASSA ESPECÍFICA DOS MATERIAIS QUE COMPÕEM O PMSG

Descrição	Parâmetro	Valor [kg/m ³]
Densidade do cobre	ρ_{Cu}	8.920
Densidade do ferro	ρ_{Fe}	7.600
Densidade do ferrite	$\rho_{ferrite}$	4.900

Fonte: Kolzer, (2017).

A massa de cobre dos enrolamentos será dada por:

$$M_{Cu} = S_{fio} l_{med} \frac{Z}{2} \rho_{Cu}. \quad (85)$$

Já a massa dos magnetos é dada por:

$$M_{imas} = 2pW_m h_m L_{stk} \rho_{ferrite}. \quad (86)$$

Para o rotor, a massa total de ferro é descrita em função de:

$$M_{Fe_yr} = \left[\frac{\pi}{4} (D_{rai}^2 - D_{ri}^2) \right] L_{stk} \rho_{Fe}. \quad (87)$$

Para a coroa do estator, desconsiderando-se o volume dos dentes, tem-se:

$$M_{Fe_ys} = \left[\frac{\pi}{4} (D_{es}^2 - D_{sr}^2) \right] L_{stk} \rho_{Fe}. \quad (88)$$

Adiante, falta computar a massa de ferro dos dentes, a seguir:

$$M_{Fe_d} = \rho_{Fe} L_{stk} N_{ran} \left[bdS_d + \left(\frac{\alpha_{ran} \frac{D_{is}}{2} - w + bd}{2} \right) h_{ctt} + \left(\alpha_{ran} \frac{D_{is}}{2} - w \right) h_{tt} \right]. \quad (89)$$

Agora, pode-se obter a massa total de ferro a ser empregado na confecção da máquina:

$$M_{T_Fe} = M_{Fe_yr} + M_{Fe_ys} + M_{Fe_d}. \quad (90)$$

Em conclusão, a massa total de material ativo é dada por:

$$M_{TMA} = M_{T_Fe} + M_{Cu} + M_{imas}. \quad (91)$$

Prosseguindo, neste instante abordando a metodologia para o cálculo das perdas de potência:

TABELA 7 – VALORES ADICIONAIS PARA CÁLCULO DE PERDAS NO FERRO

Descrição	Parâmetro	Valor	Unidade
Densidade de perdas por Histerese no ferro	p_{HFe}	2,04	W/kg
Densidade de perdas por Foucault no ferro	p_{FFe}	0,76	W/kg
Fator empírico para perdas por Histerese na coroa do estator	k_{Hys}	2	-
Fator empírico para perdas por Foucault na coroa do estator	k_{Fys}	1,8	-
Fator empírico para perdas por Histerese nos dentes (estator)	k_{Hd}	1,2	-
Fator empírico para perdas por Foucault nos dentes (estator)	k_{Fd}	1,5	-

Fonte: Resmini, (2013).

A perda no ferro da coroa do estator por histerese, P_{Hys} , é dada por:

$$P_{Hys} = k_{Hys} M_{Fe_ys} p_{HFe} \left(\frac{f}{50} \right) \left(\frac{B_{ys}}{1,5} \right)^2. \quad (92)$$

Já a perda no ferro da coroa do estator por correntes de Foucault, P_{Fys} , é denominada em função de:

$$P_{Fys} = k_{Fys} M_{Fe_ys} P_{FFe} \left(\frac{f}{50}\right)^2 \left(\frac{B_{ys}}{1,5}\right)^2. \quad (93)$$

Em frente, se calcula a perda no ferro nos dentes ocasionada por histerese, P_{Hd} , assim:

$$P_{Hd} = k_{Hd} M_{Fe_d} P_{HFe} \left(\frac{f}{50}\right)^2 \left(\frac{B_d}{1,5}\right)^2. \quad (94)$$

Da mesma forma se procede com a perda no ferro dos dentes provocadas por correntes de Foucault, P_{Fd} , de tal modo:

$$P_{Fd} = k_{Fd} M_{Fe_d} P_{FFe} \left(\frac{f}{50}\right)^2 \left(\frac{B_d}{1,5}\right)^2. \quad (95)$$

Finaliza-se, então, somando todas as perdas de potências ocorridas no ferro, independente das causas, P_{Fe} :

$$P_{Fe} = P_{Hys} + P_{Fys} + P_{Hd} + P_{Fd}. \quad (96)$$

As perdas mecânicas da máquina que englobam as perdas por atrito e ventilação são consideradas como sendo 5% o valor da potência de saída, $P_{mec} = 3V_{af}I$. Logo o rendimento do PMSG é então conhecido, por meio da equação 97:

$$\eta = \frac{P_{saída}}{P_{saída} + P_{Cu} + P_{Fe} + P_{mec}} 100\%. \quad (97)$$

3.4 MÉTODO DE ELEMENTOS FINITOS APLICADO NA ANÁLISE DE MÁQUINAS ELÉTRICAS ROTATIVAS

Conforme indicado anteriormente, a validação do modelo de dimensionamento, proposto pelos autores desse projeto, será feita pelo *software* EFCAD[®] (GRUCAD – UFSC) que, além de autenticá-lo, os processos resultantes das simulações apontarão o comportamento

da máquina na operação a vazio e na operação em carga. Em vazio, “existe a necessidade de analisar os efeitos relacionados ao enlace de fluxo magnético por polo e o valor da tensão interna (...) com carga, o objetivo é verificar a tensão atingida na carga” (DEMBISNKI, 2018).

3.4.1 EFCAD® GRUCAD – UFSC

O Método de Elementos Finitos (MEF) é uma ferramenta poderosa e eficiente em problemas de difusão de campos. Para aplicar essa técnica, o domínio de estudo da estrutura analisada deve ser discretizado, isto é, particionado em unidades pequenas denominadas de elementos finitos (BASTOS, 2008). Bastante difundida tanto nos meios acadêmico quanto industrial, a análise de elementos finitos no projeto de máquinas elétricas permite calcular e examinar os parâmetros eletromagnéticos com maior precisão que os métodos analíticos, pois considera detalhes da geometria do equipamento em estudo; as condições de saturação dos mais diversos materiais magnéticos; bem como o efeito pelicular no materiais que formam os condutores (este último para altas frequências).

O Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos – GRUCAD; da Universidade Federal de Santa Catarina – UFSC; desenvolveu o EFCAD®, que é um *software* de cálculo eletromagnético bidimensional que utiliza o método numérico de elementos finitos. Ele resolve equações diferenciais (Laplace, Poisson) relacionadas aos fenômenos de campos elétricos e magnéticos gerados na configuração física real do objeto em estudo, o que permite aos usuários otimizar máquinas elétricas em curtos períodos de tempo, já que os protótipos físicos, representados por modelos, são facilmente analisados e remodelados na tela do computador.

Embora O EFCAD® seja um *software* de cálculo 2D, ele calcula estruturas tridimensionais com simetria axial, ou seja, estruturas que possuem uma simetria de revolução e não apresentam variações geométricas na direção perpendicular da sua seção transversal.

A arquitetura do *software* EFCAD® é dividida em três eixos (GRUCAD, 2002):

1. Pré-Processador: são os programas (ou aplicativos) utilizados para o desenho do objeto, para a definição dos materiais, as fontes e a malha - EFD, EFM e EFR;

2. *Solver*: são os programas (ou aplicativos) utilizados para calcular os objetos representados pela etapa anterior - EFCS, EFCC, EFCJ, EFCT, EFCV, EFCM e EFCTT;
3. Pós-Processador: são os programas (ou aplicativos) utilizados para visualizar os resultados – EFGN, DSN.

Nesse trabalho foram utilizados os seguintes aplicativos:

- EFD: é o responsável por ler o arquivo “.pre” gerado pelo Matlab® e preparar o desenho para a etapa do processamento em elementos finitos. Nessa ação de carregamento inicial da geometria, verificada anteriormente no Gmsh®, não é inteiramente expressada nesse aplicativo, pois busca-se, apenas, trabalhar na simulação com um setor simétrico que em si já represente as propriedades do equipamento como um todo.

Para a máquina deste projeto, o setor simétrico usado no processo de simulação possui um ângulo de 120°, nove ranhuras, sendo três ranhuras para cada fase e, quatro peças de ímãs, das doze que compõem o gerador. Esse padrão de setor de cálculo não é o mesmo para todas as máquinas que se projeta, é tarefa do projetista detectá-lo para a validação do seu projeto analítico se, é sua intenção, usar o *software* EFCAD®. A partir de então, a área simétrica mostrada na figura 3.9 passa a ser chamada, tecnicamente, de domínio de cálculo.

- EFMA: nessa etapa, subsequente da anterior, é definida a configuração de contorno e periodicidade para o campo magnético do equipamento. Também indica ao aplicativo quais são os tipos de materiais que a máquina é construída, como o ferro, o tipo dos ímãs, ar no entreferro); além de distribuir nas nove ranhuras as três fases, distinguindo seus respectivos lados de bobinas (entrando ou saindo) de acordo com a bobinagem geral já executada. A escolha do nível da discretização da geometria é feita e a malha, por fim, gerada. Seu fator de qualidade será tão melhor quanto mais próximo estiver da unidade.
- EFCS: é o módulo do *software* responsável pela simulação de campos estáticos. Ao chegar aqui, deve-se impor na lacuna de densidade de corrente (J_{fio}) o valor nulo, uma vez que se simula a operação do gerador em vazio. Posteriormente, em outro aplicativo, o EFGN, é possível abrir as imagens geradas nos cálculos iniciais do EFCS o mapa de campo magnético e o percurso das linhas dentro do domínio de cálculo considerado, de acordo com a figura 3.10.

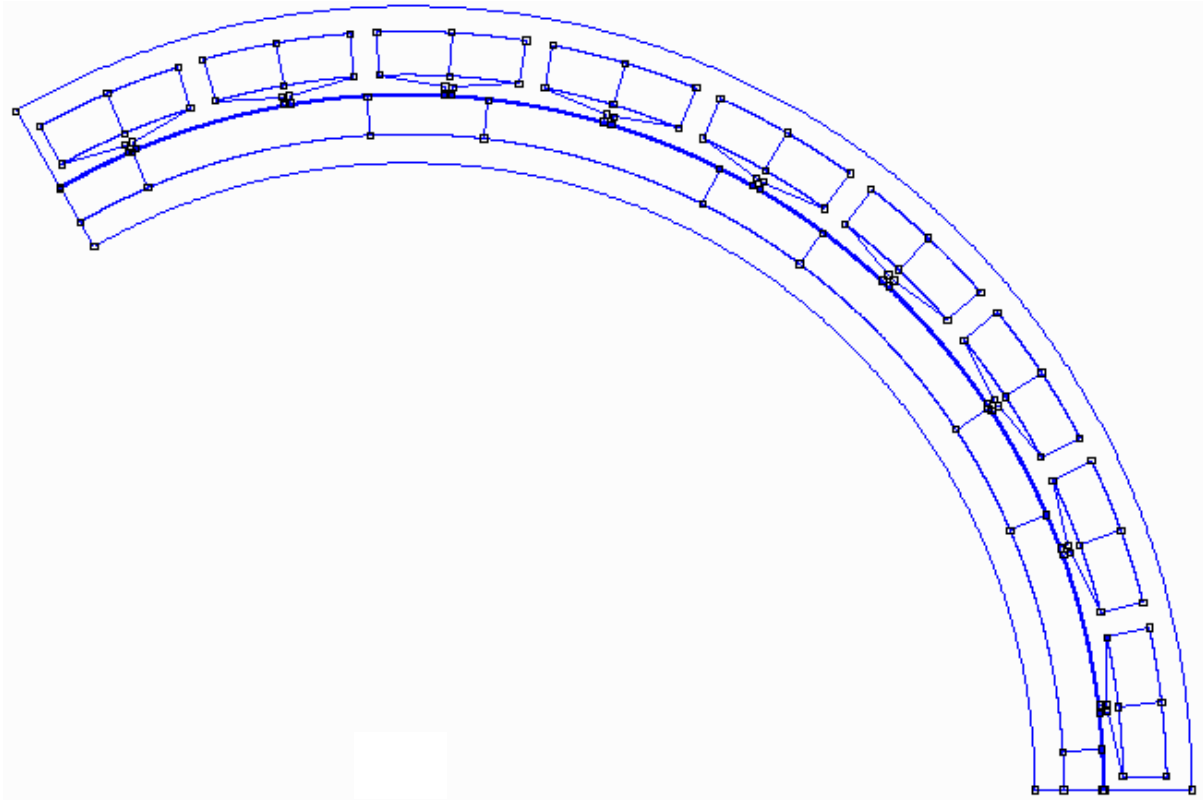


Figura 3.9 – Domínio de cálculo para o processo de simulações no *software* EFCAD®
Fonte: Autoria própria.

- EFCR: é o módulo usado especialmente para abordar o estudo de elementos finitos aplicado às máquinas rotativas, pois nele é calculado campos multiestáticos que se relacionam com a posições angulares do rotor em relação ao estator, em espaçamentos angulares predefinidos. É nesse momento também que se analisa a fem e a ondulação de torque interno de modo a verificar o valor previsto para a tensão de fase do PSMG.
- EFCM: Para simular o gerador operando em carga, o módulo trabalhado é o EFCM. A novidade é que os cálculos são feitos no domínio do tempo, agora, e não mais considerando a rotação do rotor em graus mecânicos, executados em etapas anteriores. Portanto, há a necessidade de se definir o passo temporal que leva o rotor para completar um passo polar completo dos ímãs representados no setor simétrico das figuras 3.9 e 3.10. Também, neste módulo é levado em conta a resistência total das bobinas que são somadas à resistência da carga; além de evidenciar para o programa qual a conexão a ser usada para o grupo de enrolamento do equipamento – Delta, (T), estrela com neutro, (N), ou estrela sem o neutro, (E).

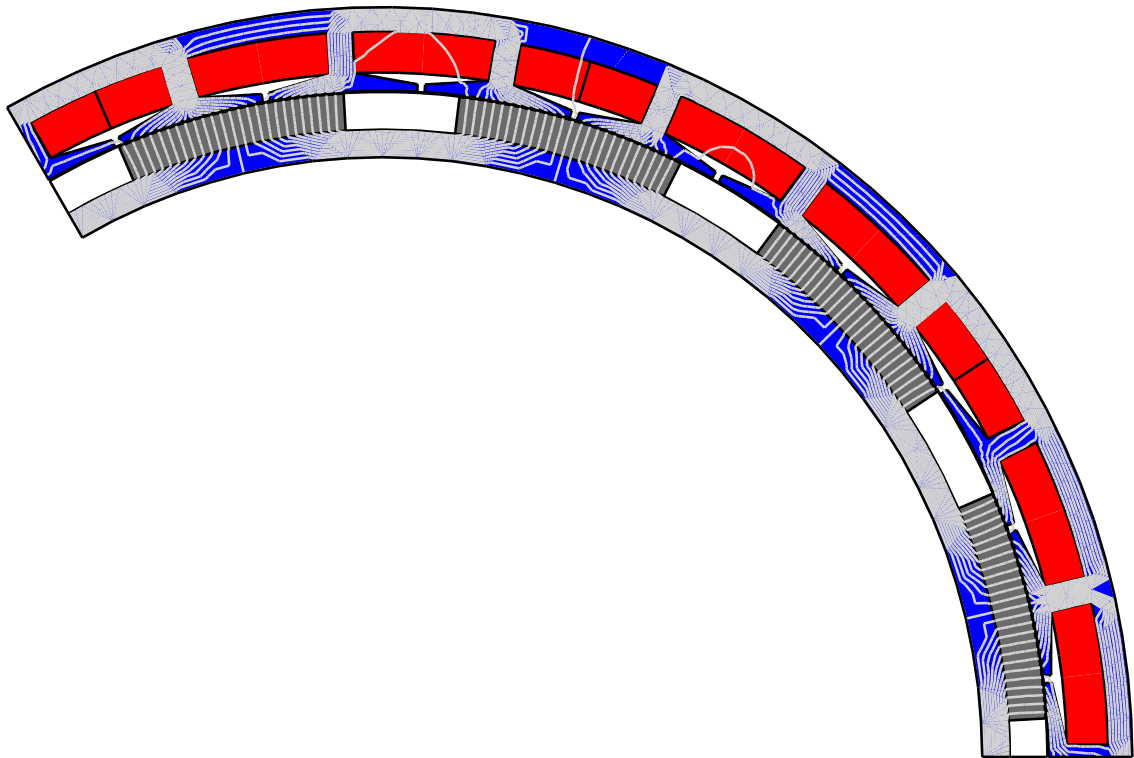


Figura 3.10 – Representação do domínio de cálculo imerso no campo magnético estático
Fonte: Autoria própria.

Por fim, foi feito uso do módulo DSN como visualizador gráfico de fem; conjugado, fluxo, harmônico, etc. e na exportação de dados simulados em arquivo .txt para serem tratados e suas curvas reproduzidas conforme conveniência pessoal por *softwares* matemáticos como o Matlab[®] ou afins.

3.4.2 GMSH[®]

O Gmsh (*A Three-Dimensional Finite Element Mesh Generator with Built-in Pre and Post-Processing Facilities*) é um *software* gerador de malhas de elementos finitos, cujo objetivo é ofertar ferramental para a resolução de problemas discretos relacionados a problemas físicos, de ordem acadêmica com parâmetros de entrada e notável característica de visualização. Seus idealizadores, Patrick Dular e Christophe Geuzaine, o disponibiliza pela internet e o aponta como alternativa para pesquisa colaborativa por meio da linguagem C, (MALAGONI, *apud* DULAR e GEUZAINÉ, 2009).

Ele é subdividido em quatro módulos: a geometria, a malha, a resolução e o pós-processamento e, para especificar valores de entrada, usa-se arquivos de texto contendo códigos

de programação ou interativamente no próprio ambiente de trabalho. Somente o módulo geometria foi utilizado (Apêndice F – Arquivo de Texto) e teve duas finalidades básicas, primeira: averiguar o desenho e modificá-lo de acordo com as mudanças necessárias apontadas pelo EFCAD[®] e, segunda: parametrizar toda a entidade geométrica do setor circular da máquina para, em seguida, o Matlab[®] (Apêndice G – Código Matlab[®] para criação do arquivo .pre) gerar os pontos necessários para compor o arquivo .pre do *software* EFCAD[®] a ser lido pelo seu módulo EFD (primeiro módulo sequencial a ser aberto).

A figura 3.11 resume visualmente o encadeamento do processo de simulação.

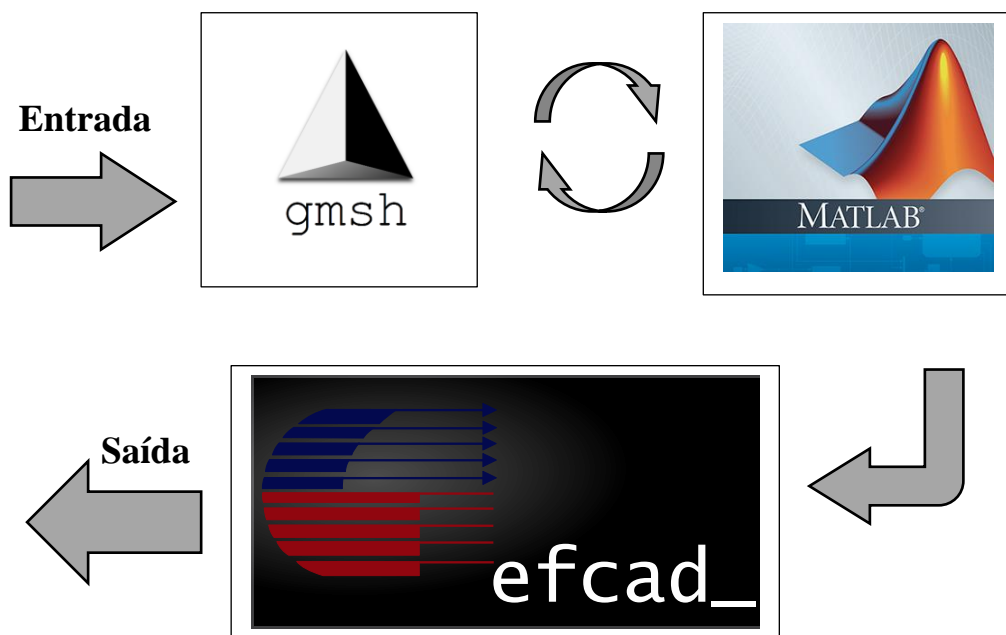


Figura 3.11 -Sequência de uso dos *softwares* Gmsh, Matlab e EFCAD

Fonte: Adaptado de Dular e Geuzaine, (2009); Mathworks (2018) e Grucad – UFSC, (2002).

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

A tabela 8 apresenta os principais resultados das equações apresentadas ao longo do capítulo 3, desta monografia.

TABELA 8 - DIMENSÕES PRINCIPAIS DO PMSG

Parâmetros	Símbolo	Valor	Unidade
Volume do rotor	V_r	11,693	L
Diâmetro externo do rotor	D_{re}	359,42	mm
Comprimento axial do pacote de chapas	L_{stk}	115,24	mm
Diâmetro do rotor abaixo dos ímãs	D_{rai}	339,42	mm
Diâmetro interno do estator	D_{is}	360,42	mm
Diâmetro do estator no topo dos enrolamentos	D_{ste}	368,42	mm
Coefficiente de permeância – ímãs	PC	20	-
Altura da coroa do rotor	h_{yr}	7,47	mm
Altura da coroa do estator	h_{ys}	7,47	mm
Diâmetro interno do rotor	D_{ri}	324,49	mm
Seção transversal do fio	S_{fio}	2,624	mm ²
Número de espiras em série por fase	N_{fase}	322,8	unds
Número de espiras por bobina	N_{ebob}	35,867	unds
Número de condutores por ranhura	N_{cran}	71,765	unds
Número total de condutores	Z	1.937	unds
Número de condutores por fase	N_{cfase}	645,613	unds
Área da ranhura	S_{ran}	418,34	mm ²
Passo de ranhura na região interna do estator	S_p	41,94	mm
Passo de ranhura na região do topo dos enrolamentos	S_{pte}	42,87	mm
Largura dos dentes	bd	6,6	mm
Largura inferior da ranhura	ha	36,21	mm
Largura superior da ranhura	hb	38,82	mm
Altura da ranhura	S_d	11,15	mm
Diâmetro do estator no fundo da ranhura	D_{sr}	390,73	mm
Diâmetro externo do estator	D_{es}	405,67	mm

Fonte: Autoria própria.

Conforme se observa pela tabela 8 acima, uma característica marcante dessa máquina é que seu diâmetro externo é muito maior que seu comprimento, com $D_{es} = 405,67$ mm e $L_{stk} = 115,24$ mm; a relação $Rdlp$ para máquinas síncronas de Petrov, (2013), já apontava que um número elevado de polos leva a estrutura do equipamento para esse *design*. Para a máquina em questão essa proporção foi de mais de 3 vezes ($Rdlp = 3,11$). Embora detentora de grandes dimensões no plano transversal, x-y, e relativamente ameno no longitudinal, z; observando a dimensão da coroa do rotor, h_{yr} de 7,47 mm nota-se uma segunda particularidade exclusiva: seu rotor é “vazio”, oco de forma acentuada de modo a oferecer uma pluralidade de acoplamento mecânico com o eixo da turbina e uma economia valorosa de ferro no âmbito financeiro e mais, uma redução das perdas de potência por correntes parasitas e histerese na esfera energética/eletromagnética.

A coroa do estator, $h_{ys} = 7,47$ mm, seguiu a mesma dimensão de sua homônima, h_{yr} , uma vez que ambas fórmulas matemáticas utilizadas para esses cálculos levam em consideração variáveis idênticas, Φ_p , B_{yr} e L_{stk} - equações 36 e 37. Já a área das ranhuras, $S_{ran} = 418,34$ mm², a altura de ranhura, S_d , de apenas 11,15 mm, e a largura dos dentes muito pequena, $bd = 6,6$ mm, sinalizam uma ranhura esparsa com dimensões predominantes frente a um dente fino e de bases estreitas, por ser imposto uma abertura de ranhura, w , também de medida reduzida ($w = 2$ mm). E quando se voltam os olhos nas larguras inferior e superior da ranhura, $ha = 36,21$ mm e $hb = 38,82$ mm, respectivamente, já se deduz que elas terão fortes características retangulares e não as marcas trapezoidais, como imaginado. Pode-se dizer que um fator que influencia esse arranjo de distribuição das ranhuras é um baixo número de ranhuras por polo por fase como o adotado no projeto, $q = 0,75$.

Incorrendo sobre os condutores, analisando a tabela 8, sabe-se que o número de espiras em série que cada fase terá, N_{fase} , será de 323 unidades, ele é um resultado dependente do inverso do fluxo por polo, Φ_p , além da estimação da tensão induzida (fem) nos enrolamentos da máquina que foi uma estratégia para “sair do *loop*” de equações no desenvolvimento desse modelo analítico de projeto. Cada ranhura terá 72 condutores, N_{cran} , que preencherão apenas 45% de sua área e, de acordo com os conceitos abordados no parágrafo anterior, a própria forma da ranhura sugere que a distribuição desses condutores deverá dividi-la ao meio com o eixo vertical no mesmo plano transversal da máquina, por conter cada ranhura dois agrupamentos de condutores de cobre, em um total de 1.937 fios, Z , capazes de conduzir uma corrente de $I = 7,87$ A.

Na simulação, as figuras 4.1 e 4.2 exibem a fem e o fluxo calculados pelo EFCAD[®].

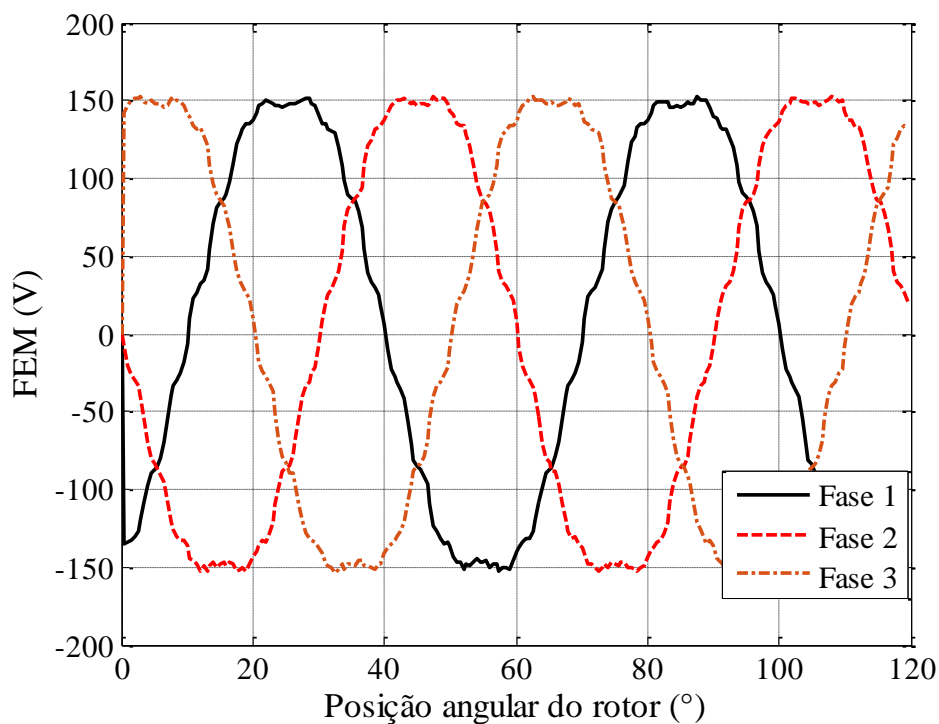


Figura 4.1 – Força eletromotriz (fem) para a máquina de dimensões apresentadas pela tabela 8
Fonte: Autoria própria.

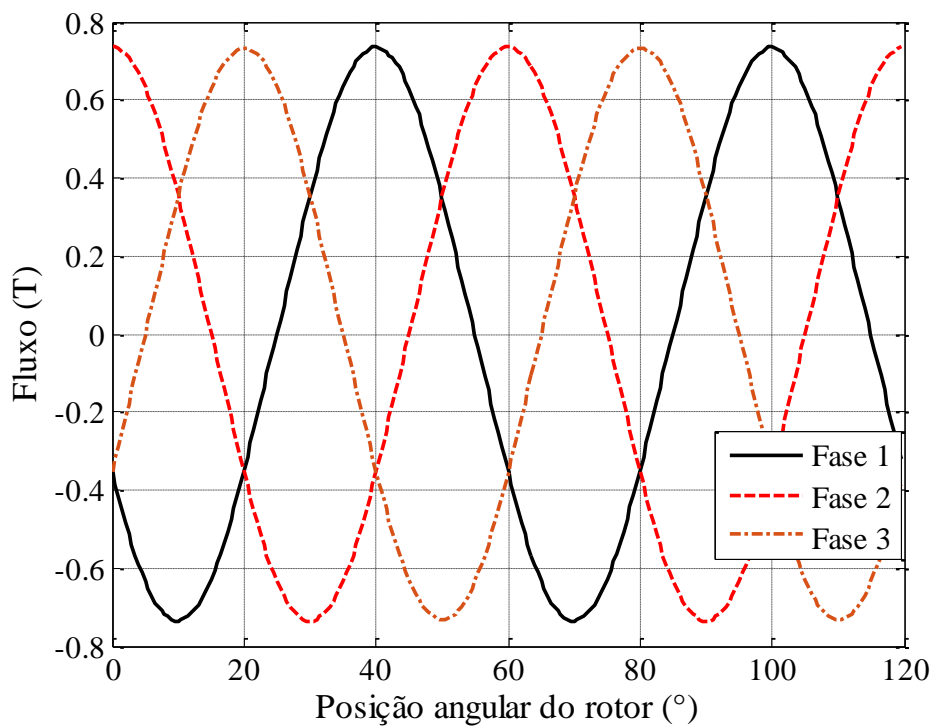
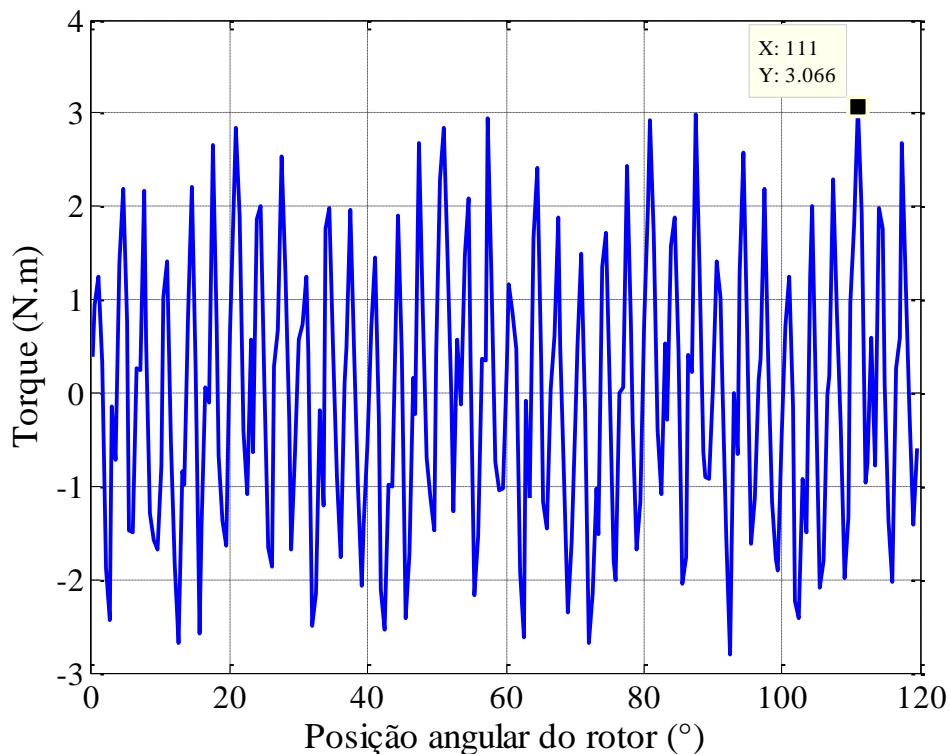


Figura 4.2 – Fluxo magnético para a máquina de dimensões apresentadas pela tabela 8
Fonte: Autoria própria.

Analisando o gráfico da tensão induzida, figura 4.1, nota-se que as três fases possuem homogeneidade em suas formas, tendendo a uma função seno (ou cosseno), com os picos e os vales levemente deformados, o que se traduz em presença de harmônicos de terceira e quinta ordem, ainda a estudar. O fluxo, por sua vez, tem suas curvas ainda mais suaves, também tendendo à mesma função trigonométrica da fem; destaca-se que a dinâmica de relacionamento entre os 12 polos da máquina com o circuito de armadura, praticamente dobra o módulo do fluxo magnético na máquina do valor nominal que têm os ímãs de ferrite.

A figura 4.3 apresenta o gráfico do *cogging* torque. Verifica-se que seu maior pico atinge o valor de 3,066 Nm, índice esse baixo pois, segundo explanado na seção 2.3.4, já se esperava um valor moderado já que, a inerência da própria adoção de q fracionário, atua no sentido de conter valores de pico elevados desse torque oscilatório, característico de máquinas elétricas com ímãs permanentes e que em nada contribuem para o conjugado real do equipamento. Em hipótese ao contrário, haveria a necessidade de se trabalhar para tentar reduzi-lo ao mínimo, como fez Dembinski, (2018), que adotou a técnica de inclinar as ranhuras do estator (*Skew*). Um valor elevado de *cogging* pode causar problemas na partida do equipamento.



**Figura 4.3 – Cogging torque para a máquina de dimensões apresentadas pela tabela 8
Fonte: Autoria própria.**

Em seguida, é apresentado o mapa de fluxo magnético, na figura 4.4, gerado pelo *software* de elementos finitos. Percebe-se que o ponto de maior concentração de fluxo é a região dos dentes seguida da região da coroa do estator próximo a *hb* e da região da coroa do rotor entre os ímãs.

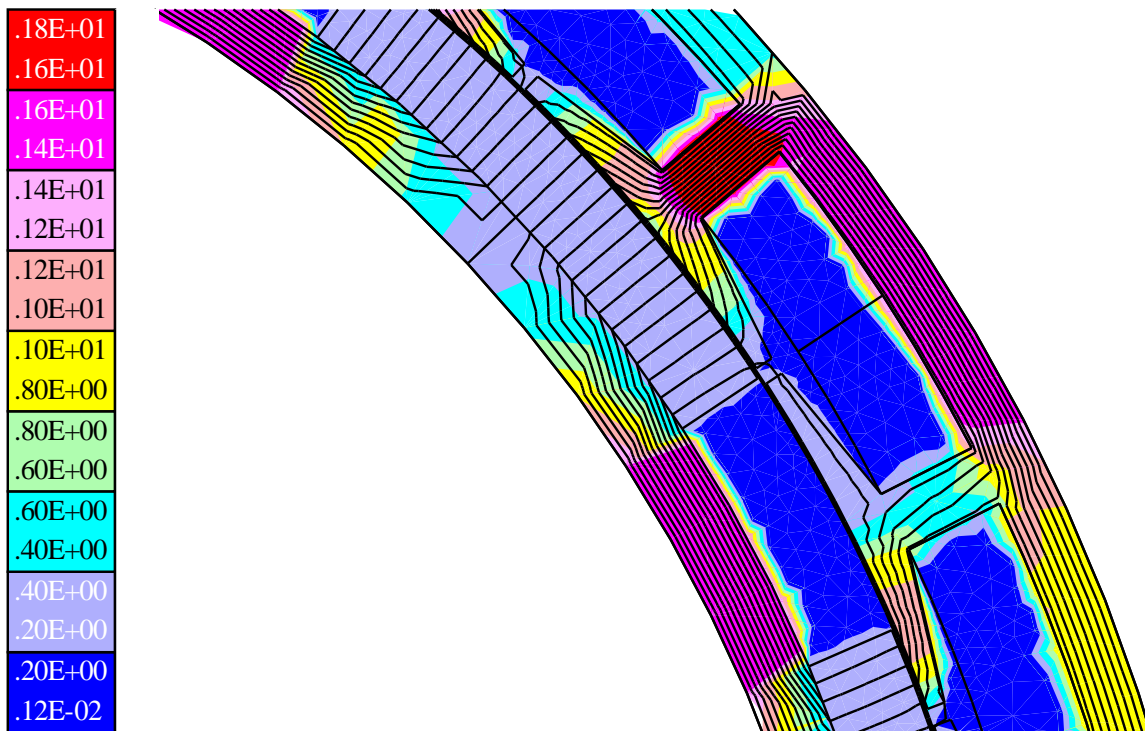


Figura 4.4 – Mapa de fluxo magnético, detalhe do dente no domínio de cálculo, gerado pelo EFCAD em Teslas (T)

Fonte: Autoria própria.

Explorando os harmônicos da fem, figura 4.5, constata-se que o terceiro e o quinto harmônicos são os mais elevados, $3^{\circ}H = 7,34 V_{\text{pico}}$ e $5^{\circ}H = 3,72 V_{\text{pico}}$. Sabe-se que a ligação em estrela sem o neutro, preconizada nesse trabalho, elimina o terceiro harmônico (e seus múltiplos), isso porque não há caminho de retorno para essa propagação de frequência. Quanto ao quinto harmônico, sua amplitude já é baixa, portanto, não há maiores preocupações nem a necessidade de nenhuma medida corretiva para tratá-lo.

O valor da fundamental da fem, harmônico 1° , tem por valor de pico $160 V_{\text{pico}}$, valor este fruto das simulações realizadas no EFCAD[®], calcula-se o erro percentual entre os valores de fem estimado a vazio e de fem simulado, também a vazio, pela equação 98:

$$\varepsilon_{fem(\%)} = \frac{fem_{EFCAD} - E_{af}}{fem_{EFCAD}} 100, \quad (98)$$

em que fem_{EFCAD} - corresponde ao valor rms calculado a partir do harmônico fundamental.

Tomando o harmônico fundamental apresentado na figura 4.5, e obtendo seu valor rms ,

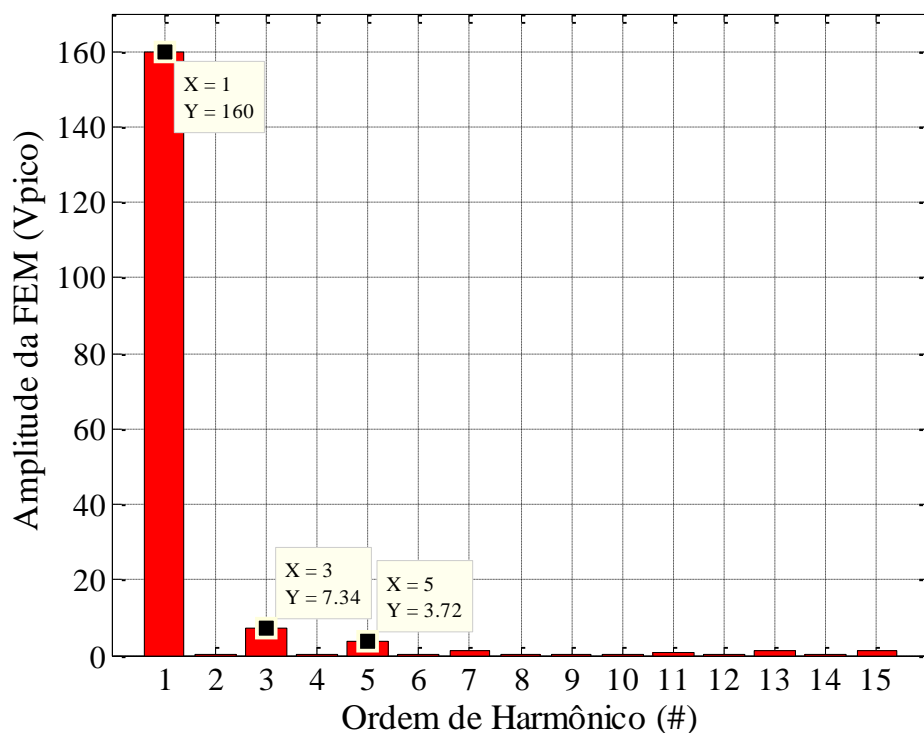


Figura 4.5– Harmônicos da tensão induzida, fem, resultado de simulação no EFCAD
Fonte: Autoria própria.

vem, $160V_{pico}/\sqrt{2} = 113,13 V_{rms}$. O erro de fem é obtido, então, como $\varepsilon_{fem(\%)} = 23,48\%$.

O valor de erro de fem, mostra que, embora o projeto da máquina esteja finalizado e as suas dimensões geométricas, que eram os parâmetros de saída, divulgados (tabela 8); há a necessidade de se seguir trabalhando no ajuste fino do modelo analítico, porque o erro de fem é bastante elevado. Tal cenário decorre das aproximações feitas ao longo do roteiro de cálculo, também há fatores de simulação do *software*, como por exemplo, o EFCAD considera a saturação do ferro do rotor e do estator se o valor do fluxo promover esta condição; ele também não possui uma biblioteca de curvas de desmagnetização para o ímã de ferrite para diversos pontos de temperatura, porque também não se sabe sobre o calor que é gerado internamente na

máquina, ele trabalha apenas com sua densidade remanente e traz registrada a força coercitiva para o ímã escolhido.

Além disso, a fórmula de número 42 é conceituada apenas na componente fundamental da indução magnética no entreferro e deixa de lado fatores que distorcem parcialmente esse fluxo, o que de fato ocorre no relacionamento com o fluxo produzido pelo circuito de armadura – efeito de reação de armadura. As técnicas da literatura que são empregadas no refinamento da fem poderão alterar alguns parâmetros de dimensão já definidos até aqui, portanto, todas as características do projeto obtidas até este ponto serão renomeadas de projeto base e novos processos de cálculo serão abertos, sendo todos projetos subsequentes entre si e denominados de projetos de evolução.

4.1 PROJETO EVOLUÇÃO 1 – EV1: CONSIDERAÇÃO DO COEFICIENTE DE DISPERSÃO, C_{DP}

Na seção 2.3.3 que tratou dos ímãs da máquina, foi exposto que há uma parcela do fluxo produzido pelos magnetos que não percorrem o caminho desejado entre as ranhuras, denominado de fluxo disperso, Φ_{Dp} . Hendershot e Miller, (2010), já anunciavam esse quadro por meio da equação 7 dessa monografia. Para a topologia com ímãs permanentes montados em superfície, um valor típico de coeficiente de dispersão é de $C_{Dp} = 0,90$, isto é, cerca de 10% das linhas magnéticas que saem dos ímãs não chegam ao outro polo ou percorrem a ranhura ou “cortam” caminho percorrendo o espaço vazio entre os ímãs. Nessa nova fase do projeto, essa perda de fluxo será finalmente examinada e agregada ao fluxo por polo, mantendo inalteradas todas as demais equações sequenciadas na seção anterior.

A equação 99 reescreve o fluxo por polo como:

$$\Phi_{Dp} = C_{Dp} \Phi_p. \quad (99)$$

Logo a equação 44 é reescrita como:

$$N_{fase} = \frac{E_{af}}{\sqrt{2}\pi f k_{enr} \Phi_{Dp}}, \quad (100)$$

agora o número de espiras em série por fase, N_{fase} , é matematicamente atrelado ao fluxo que desconta o fluxo disperso, chamado de Φ_{Dp} , e pode-se esperar um aumento não somente deste parâmetro, como também dos outros parâmetros que se relacionam com o N_{fase} , o número de espiras por bobina, N_{ebob} ; do número de condutores por ranhuras, N_{cran} ; do número total de condutores, Z ; da área da ranhura, S_{ran} e etc. A tabela 9 compara os valores atualizados no projeto evolução 1- EV1, em decorrência da alteração realizada, com os valores do projeto base.

TABELA 9 – COMPARATIVO ENTRE PARÂMETROS DO PROJETO BASE E DO PROJETO EVOLUÇÃO 1, EV1

Parâmetro	Símbolo	Projeto Base	Projeto Evolução 1
Número de espiras em série por fase	N_{fase}	322,8	358,7
Número de espiras por bobina	N_{ebob}	35,8	39,8
Número de condutores por ranhura	N_{cran}	71,7	79,7
Número total de condutores	Z	1.937	2.152
Número de condutores por fase	N_{cfase}	645,6	717,3
Seção da ranhura mm ²	S_{ran}	418,34	464,83
Largura superior da ranhura, mm	hb	38,82	39,09
Altura da ranhura, mm	S_d	11,15	12,34
Diâmetro do estator no fundo da ranhura, mm	D_{sr}	390,73	393,11
Diâmetro externo do estator, mm	D_{es}	405,67	408,05

Fonte: Autoria própria.

A figura 4.6 mostra a tensão induzida para o projeto EV1, já a figura 4.7 o fluxo. A figura 4.8 compara ambas as fem's comprovando o aumento da fem de EV1 em +10,13%. A figura 4.9 indica o aumento entre os fluxos de +11,54% entre o projeto base e o projeto EV1. De forma oposta a este crescimento em módulo, a figura 4.10 aponta que os dentes do estator foram submetidos a uma redução da indução magnética nessa região, caindo de 1,8 T para 1,6 T.

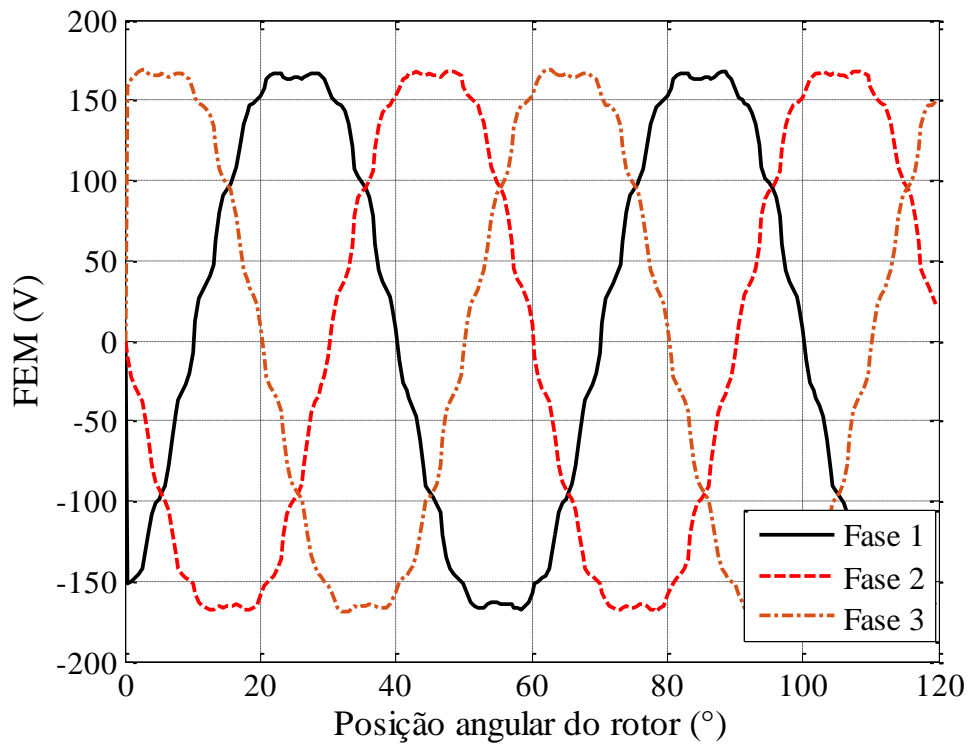


Figura 4.6 – Tensão induzida (fem) para a máquina EV1
Fonte: Autoria própria.

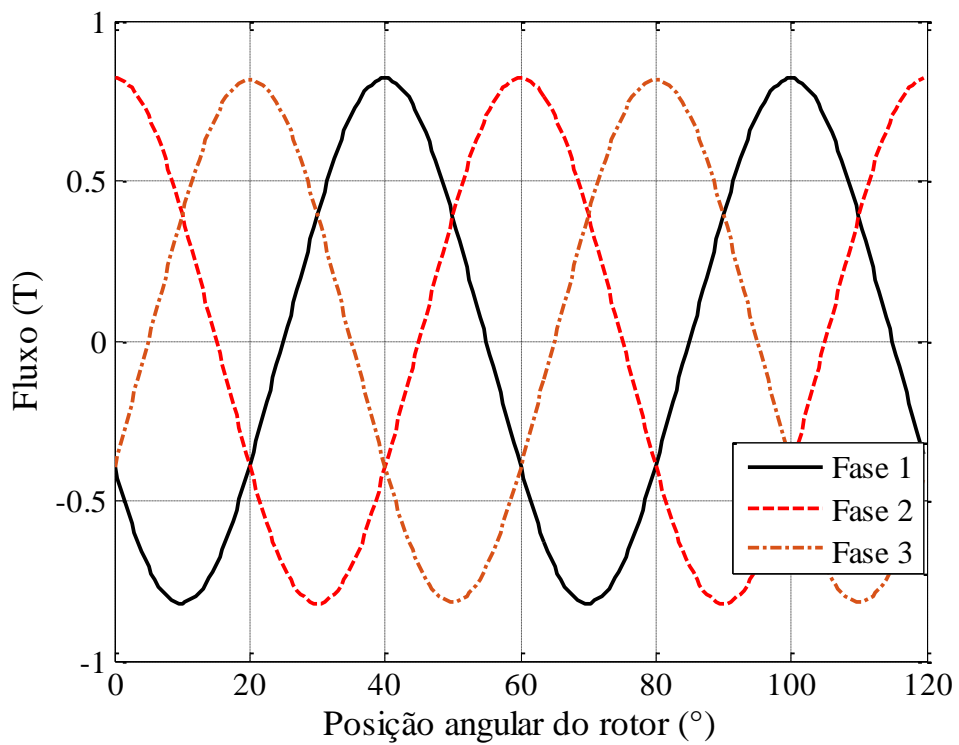


Figura 4.7 – Fluxo magnético para a máquina EV1.
Fonte: Autoria própria.

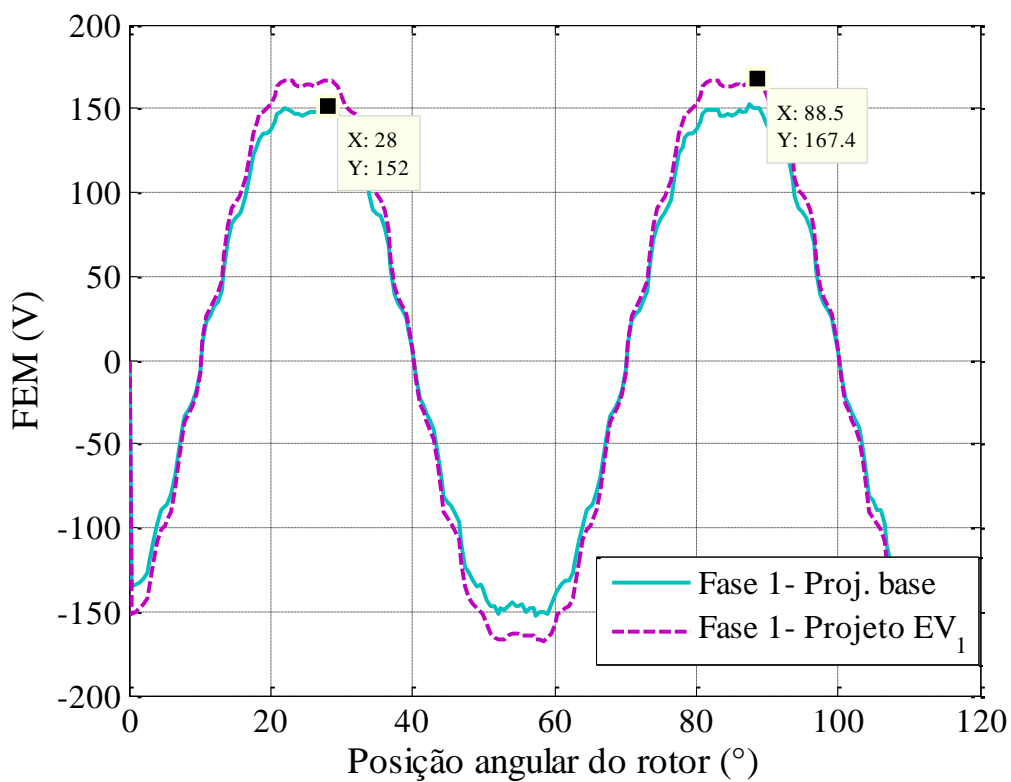


Figura 4.8 – Comparação entre tensão induzida Proj. Base e Proj. EV1.
 Fonte: Autoria própria.

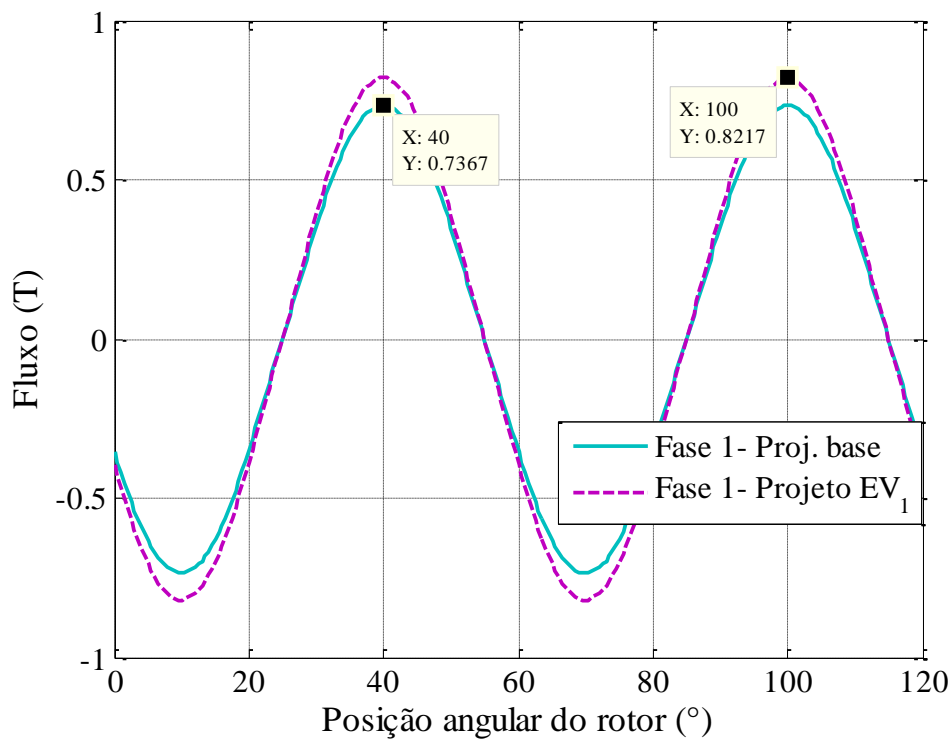
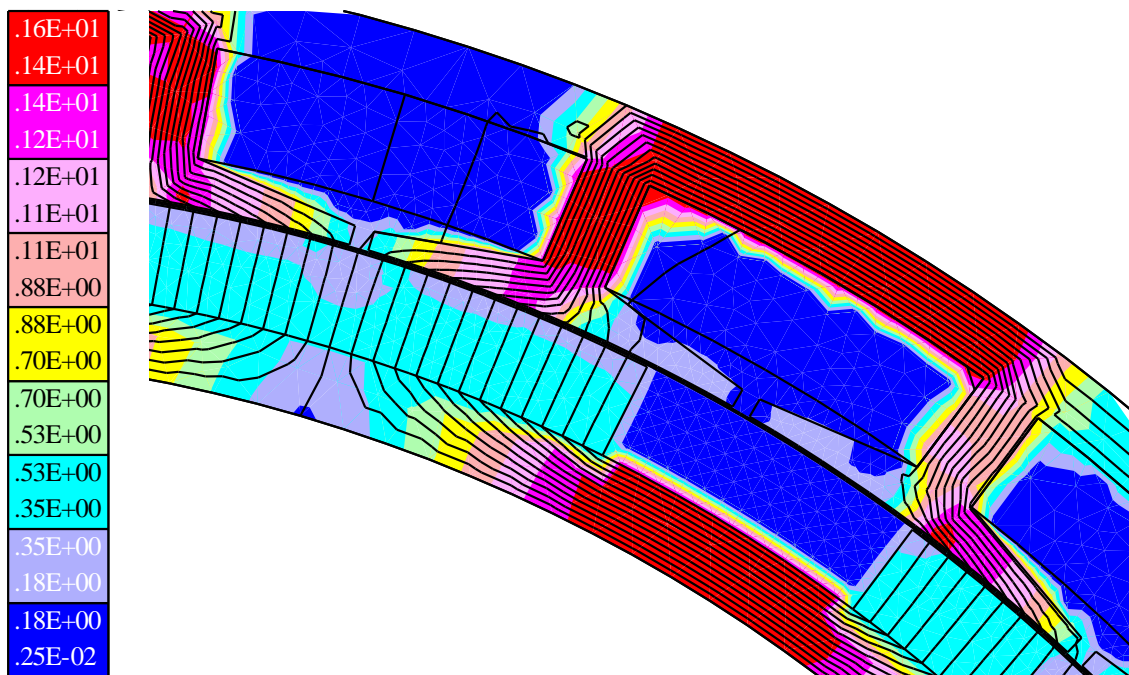


Figura 4.9 – Comparação entre fluxos magnéticos do Proj. Base e Proj. EV1.
 Fonte: Autoria própria.

O *cogging* torque, por sua vez, não alterou sua dinâmica, mas se verificou que o seu ponto de maior amplitude aumentou ligeiramente de 3,066 Nm para 3,094 Nm, em módulo, figura 4.11.

Por fim, resta saber se o erro percentual de fem se reduziu, como foi o objetivo de abertura desse projeto. Se valendo da equação 98 e visualizando a figura 4.12 em que é mostrado os harmônicos da fem, obtém-se um novo erro percentual de $\varepsilon_{fem(\%)} = 11, \%$. Contudo, essa conquista trouxe também algo negativo, o terceiro harmônico aumentou de 7,34 V_{pico} para 8,53 V_{pico}. Mais uma vez se substancia que a ligação em estrela sem o neutro sugerida para o gerador elimina este problema. O quinto harmônico também cresceu, mas somente nas suas casas decimais, mantendo a condição da sua presença não ser tão incômoda.



**Figura 4.10 – Mapa de fluxo magnético, detalhe do dente do domínio de cálculo de EV1, gerado pelo EFCAD em Teslas (T)
Fonte: Autoria própria.**

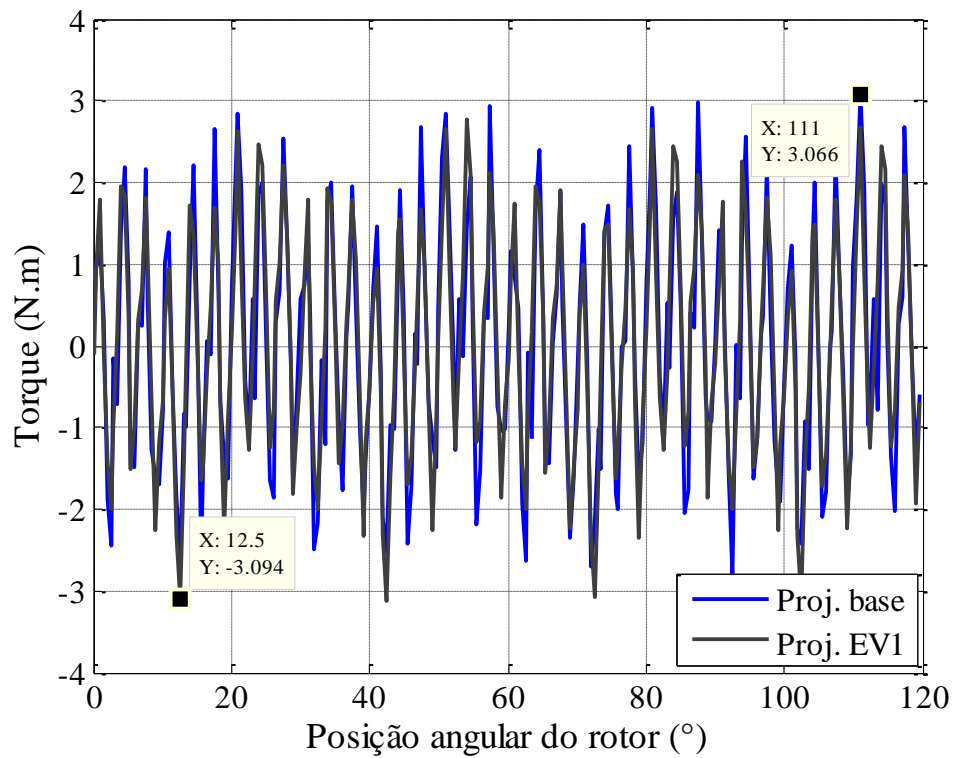


Figura 4.11 – Comparação *cogging* torque do Proj. Base e Proj. EV1.
 Fonte: Autoria própria.

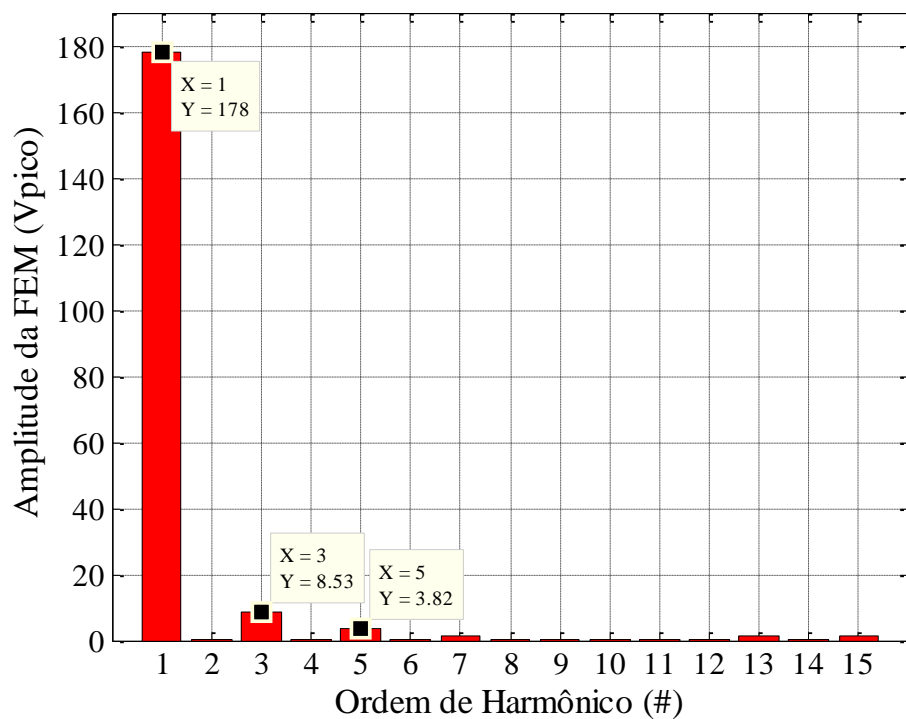


Figura 4.12 – Harmônicos da tensão induzida, fem, para o Proj. EV1, resultado de simulação no EFCAD
 Fonte: Autoria própria.

Para um projeto analítico estar dentro de uma margem de confiabilidade e segurança, é importante que as diferenças entre os valores dos parâmetros calculados e os simulados tendam a se convergir, quando não possível, que o erro seja o mínimo. Mas, o intuito de tornar o dimensionamento de PMSM facilitado e o nível de aproximações realizadas pelo projetista podem colaborar para a diminuição de seu desempenho, inibindo a liberação de calor na câmara interna; potencializar o *cogging* torque; propiciar maiores desvios de potência; e outros riscos que surgem como consequência de um planejamento falho.

Viu-se que, embora a tensão induzida não seja um fundamento nos resultados da geometria do gerador, ainda sim ela é um parâmetro extremamente relevante em projetos de máquinas elétricas e se seguirá com seu processo de refinamento. O projeto evolução dois – EV2, progredirá a partir do seu antecessor, o projeto evolução um - EV1, e a técnica a ser empregada nessa passagem será o Fator de Carter.

4.2 PROJETO EVOLUÇÃO 2– EV2: O FATOR DE CARTER

Quando a onda de fluxo magnético chega ao entreferro em direção ao estator, adentrando pelos dentes, ocorre um fenômeno retratado na figura 4.13. Ao encontrar a abertura da ranhura (ou bico da ranhura), w , que é usada para inserir os lados de bobinas nas ranhuras, a densidade de fluxo diminui nessa região. Na prática, não é fácil determinar a média dessa densidade de fluxo do passo de ranhura entre o estator e o rotor (PETROV, 2013), que envolve a geometria do entreferro e a dinâmica de propagação das linhas de campo. A figura 4.14 (visão planificada frontal da face inferior do estator como se o ponto de referência estivesse no entreferro ou antes) mostra que se for descontado a área da abertura da ranhura (wL_{stk}) da área total abaixo dos dentes, descobrir-se-á uma área de entreferro menor que a considerada em teoria.

F.W. Carter, 1901, propôs uma solução para esse problema que aumenta virtualmente o comprimento do entreferro efetivo por meio de um fator, k_{Cs} , que promove um aumento da espessura dos ímãs, h_m , uma vez que em PMSM de ímãs de superfície é válida a equação 34 para manutenção do coeficiente de permeância, PC . Esse aumento de h_m pelo fator de Carter, em outras palavras, substitui a curva da onda de densidade de fluxo por uma função retangular

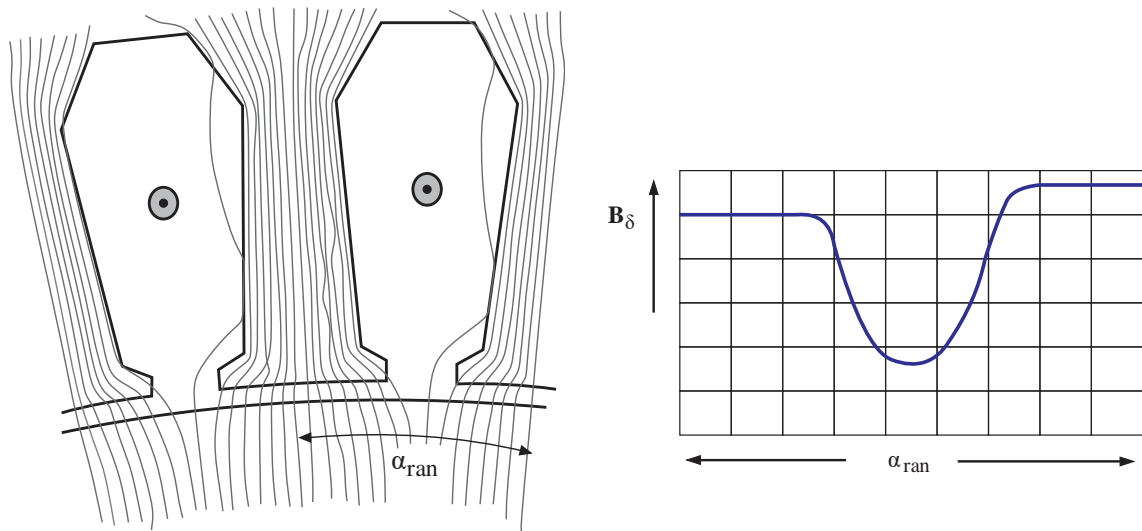


Figura 4.13 – O Comportamento do fluxo abaixo do estator ao longo de um passo de ranhura, a) o diagrama da onda de densidade de fluxo ao longo de um passo de ranhura, b) Fonte: Adaptado de Petrov, (2013, p. 160).

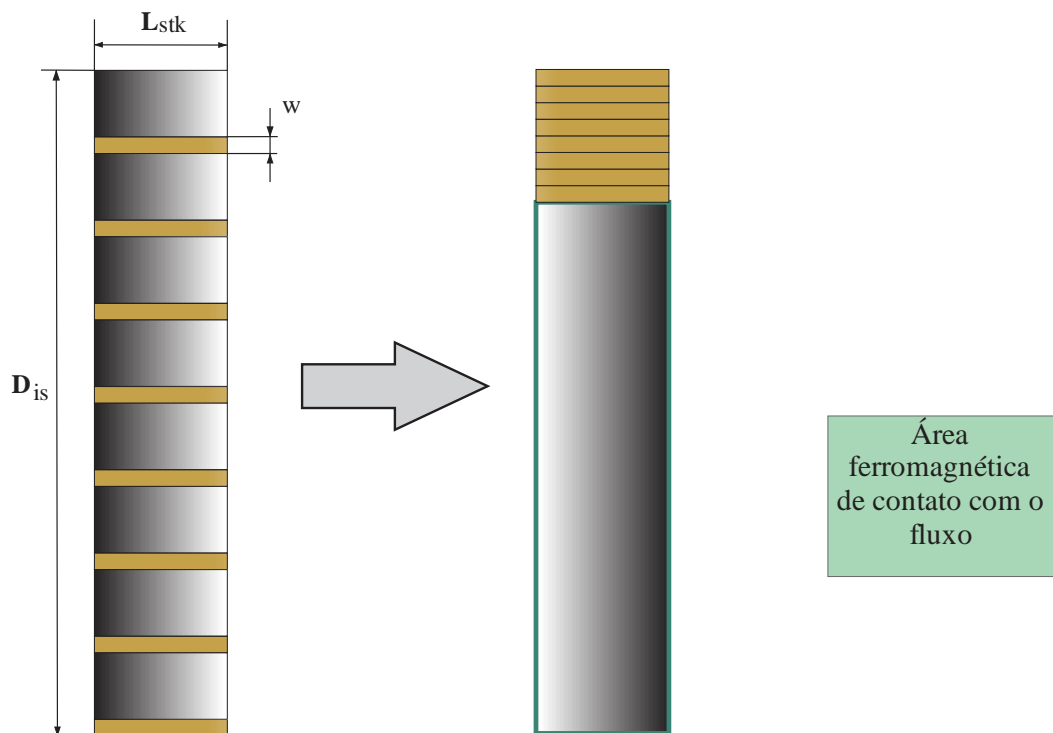


Figura 4.14 – Ilustração da parte interna planificada do setor circular abaixo dos dentes que compara a área real com a área efetiva Fonte: Autoria Própria.

de forma que a indução permaneça constante sob os dentes e zero na abertura da ranhura (PETROV, 2013). Matematicamente:

$$\kappa = \frac{2}{\pi} \left[\tan^{-1} \frac{b_1}{2\delta} - \frac{2\delta}{b_1} \ln \left(\sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2\delta} \right)^2} \right) \right], \quad (101)$$

onde $b_1 = w$; $\delta = ag$.

Adiante, multiplica-se o valor obtido pela equação 101 pela abertura da ranhura:

$$b_e = \kappa b_1. \quad (102)$$

Para prosseguir é necessário expressar o passo de ranhura em comprimento de arco, a fórmula 103 exhibe essa adaptação.

$$\tau_u = \frac{D_{is}}{2} \alpha_{ran}. \quad (103)$$

Finalmente, o fator de Carter é obtido por meio da equação 104

$$k_{Cs} = \frac{\tau_u}{\tau_u - b_e}. \quad (104)$$

O entreferro efetivo de Carter é dado por:

$$ag_{_C} = k_{Cs} ag. \quad (105)$$

Desse modo, a nova altura dos ímãs, denominada de h_{m_C} será de

$$h_{m_C} = PCag_{_C}. \quad (106)$$

Com a renovação da altura dos ímãs, h_{m_C} , é preciso recalcular a(s) variável(-is) que se relaciona(m) direta e indiretamente com ela. Portanto, as equações 26 e 38 são reescritas como:

$$D_{rai} = D_{re} - 2h_{m_C}. \quad (107)$$

$$D_{ri} = D_{rai} - 2h_{yr}. \quad (108)$$

A tabela 10 resume as modificações empregadas nessa etapa.

TABELA 10 – PARÂMETROS ENVOLVIDOS DA MODIFICAÇÃO CARTER

Parâmetro	Simbologia	Valor
Abertura virtual da ranhura	b_1	0,8974
Coefficiente de Carter	k_{Cs}	1,0218
Entreferro efetivo de Carter (também virtual)	ag_c	0,5109 mm
Altura dos ímãs (real)	h_{m_c}	10,219 mm
Diâmetro do rotor abaixo dos ímãs (pós fator Carter)	D_{rai}	339,00 mm
Diâmetro interno do rotor (pós fator Carter)	D_{ri}	324,05 mm

Fonte: Autoria Própria.

Na sequência, são mostrados os gráficos da tensão induzida e do fluxo para as três fases das máquinas, 4.15 e 4.16 respectivamente; as comparações entre cada fase para os projetos base, EV1 e EV2 das tensões induzidas, figura 4.17, bem como a dos fluxos, figura 4.18. E quanto à comparação do *cogging* torque, foi conveniente apenas evidenciar o de EV1 e de EV2, figura 4.19.

Iniciando a análise das curvas, é possível estabelecer alguns conceitos. A tensão induzida de EV2 subiu e manteve seu comportamento quase senoidal, com contornos simétricos entre si. Já as curvas dos fluxos magnéticos se apresentam com traços mais suaves, como consagrado no histórico dos projetos já estudados. Nas comparações entre as fems se vê que a do projeto EV2 teve como pico 184,6 V_{pico}, aumento de +10,27% em relação a EV1. Colinearmente ficou o fluxo no comparativo geral, o aumento da indução de EV1 para EV2 registrou +8,78%.

Em avaliação do *cogging* oscilatório, pode-se notar que a curva de EV2 adquiriu mais pontos de picos negativos, majoritariamente, contudo, o maior desses pontos em módulo, não chega a metade do máximo módulo de EV1. Essa versão atual do comportamento do *cogging* poderá apresentar a menor acústica e a menor vibração mecânica no equipamento.

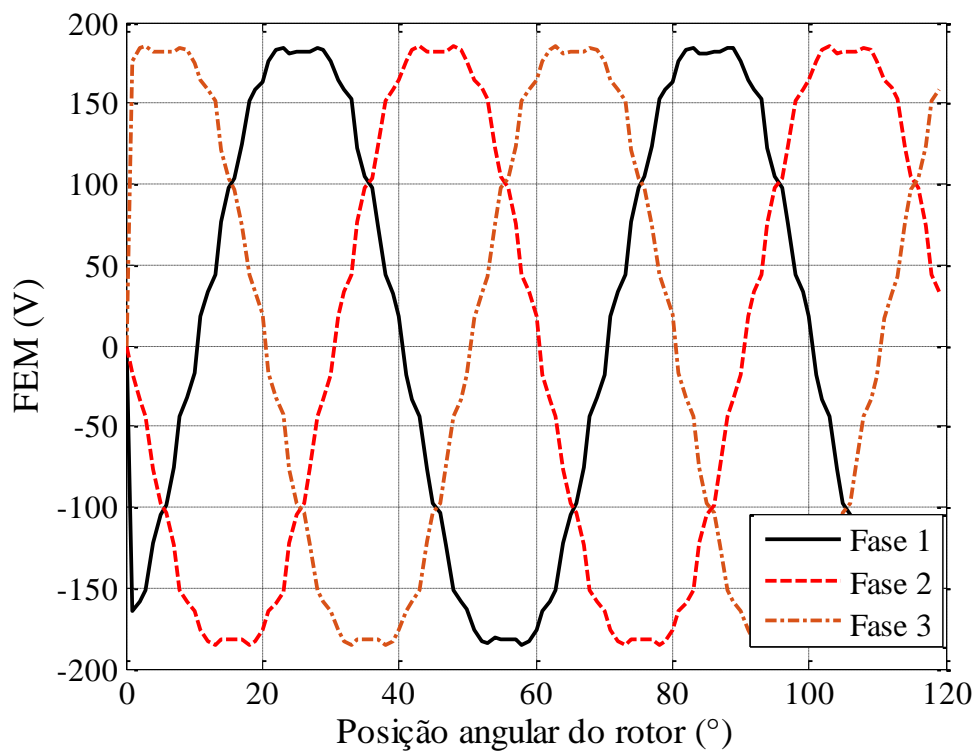


Figura 4.15 – Tensão induzida, (fem), para o projeto EV2

Fonte: Autoria própria.

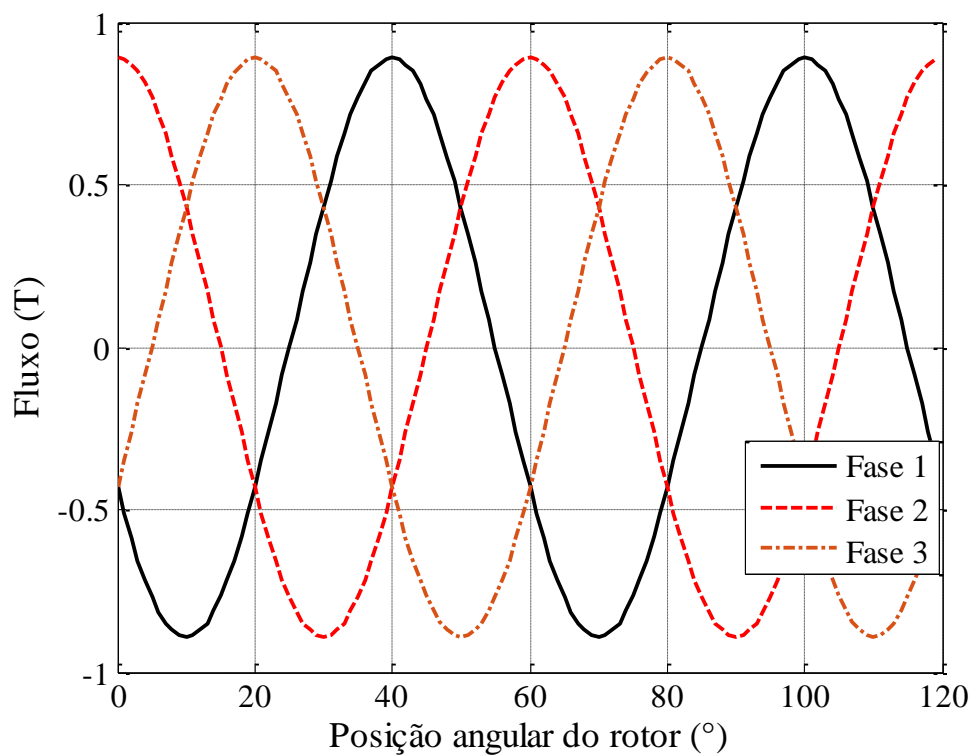


Figura 4.16 – Fluxo magnético para a máquina EV2.

Fonte: Autoria própria.

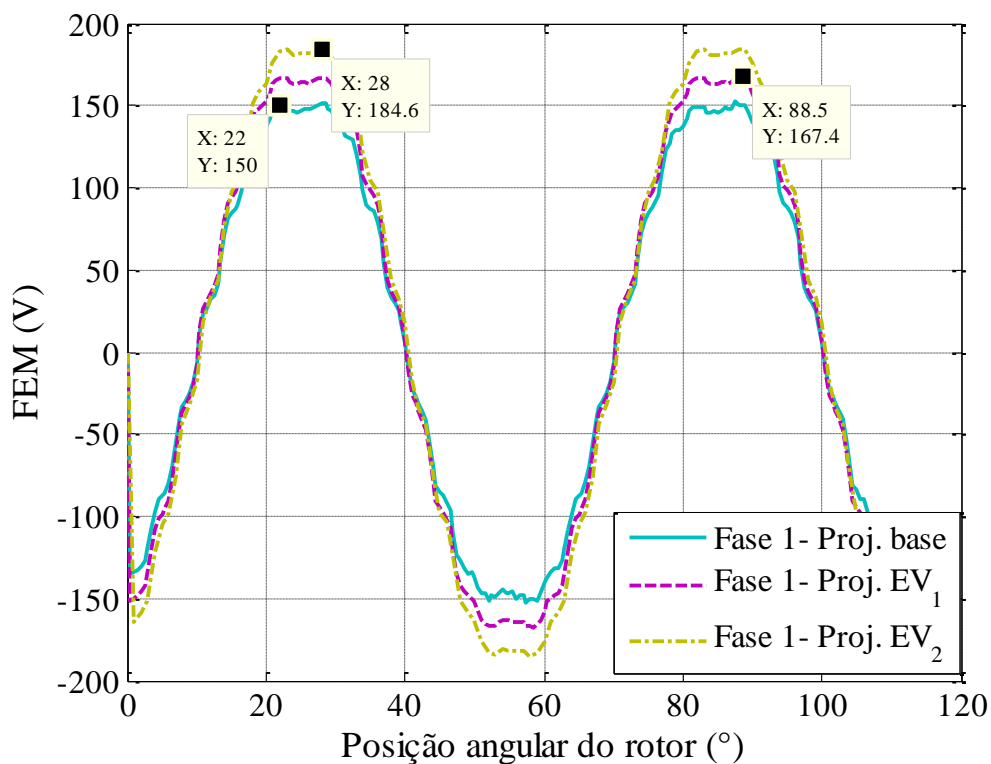


Figura 4.17 – Comparação entre tensão induzida Proj. Base, Proj. EV1 e Proj. EV2.
Fonte: Autoria própria.

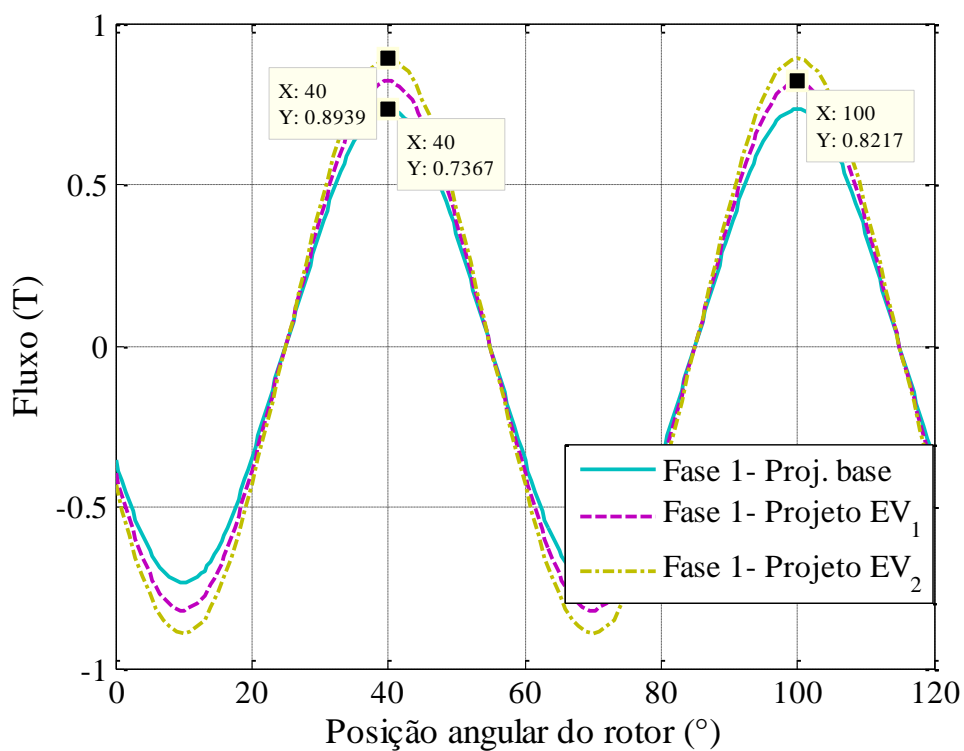


Figura 4.18– Comparação entre fluxos magnéticos do Proj. Base, Proj. EV1 e Proj. EV2.
Fonte: Autoria própria.

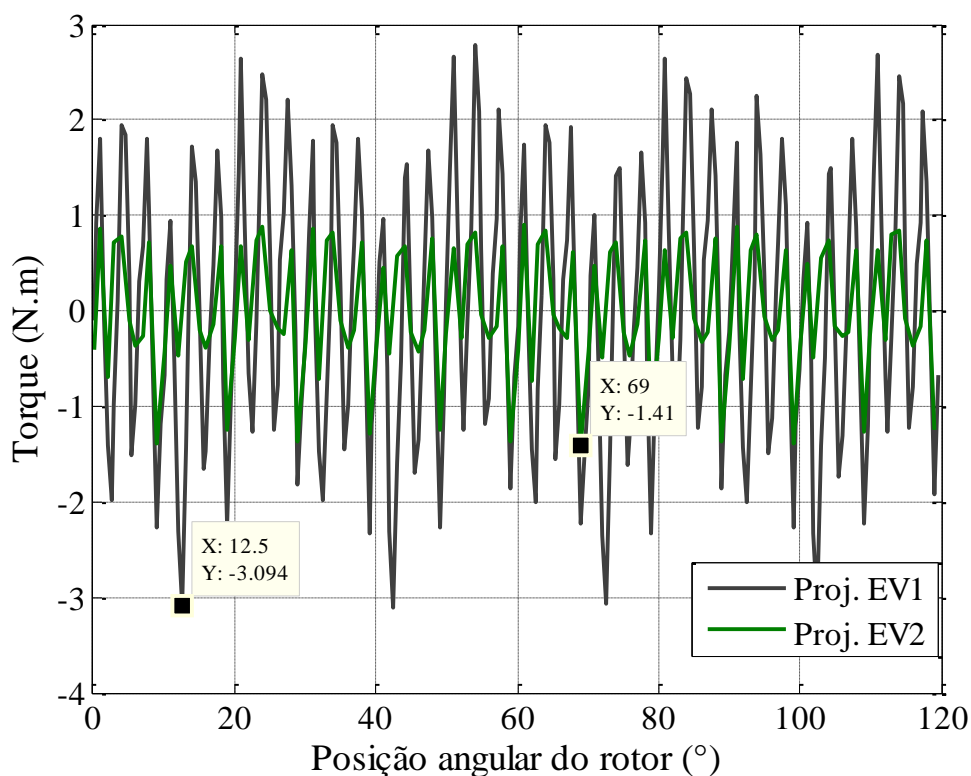


Figura 4.19 – Comparação *cogging* torque do Proj. EV1 e Proj. EV2.
Fonte: Autoria própria.

Para verificar o erro percentual da fem deve-se visualizar o gráfico de seus harmônicos com atenção especial à fundamental (1° Harmônico), o terceiro e o quinto harmônicos, figura 4.20. O valor da fundamental da tensão induzida passa a assumir o valor de 194 V_{pico} , um aumento correspondente a quase +9% (8,98%). E calculando o erro percentual de fem, $\varepsilon_{fem(\%)}$, obtém-se $\varepsilon_{fem(\%)} = 1,83\%$. O terceiro harmônico se reduziu para uma tensão de pico de 6,46 V_{pico} , o que redefiniu sua progressão de crescimento da passagem do projeto base para projeto evolução 1 – EV1 (-24,27%) e o quinto, subiu de 3,82 V_{pico} para 4,09 V_{pico} , equivalente a +7,06%, entretanto, valor que não acarreta em ações corretivas.

De um modo geral, pode-se afirmar que as medidas empregadas para o aprimoramento do projeto base em relação a tensão induzida do gerador foram satisfatórias também para o *cogging* torque com relativa inibição de harmônicos de ordem superior, de forma especial o terceiro (3°H) e o quinto (5°H) que, classicamente, são responsáveis por influenciar negativamente a qualidade de energia em Sistemas Elétricos de Potência (SEP).

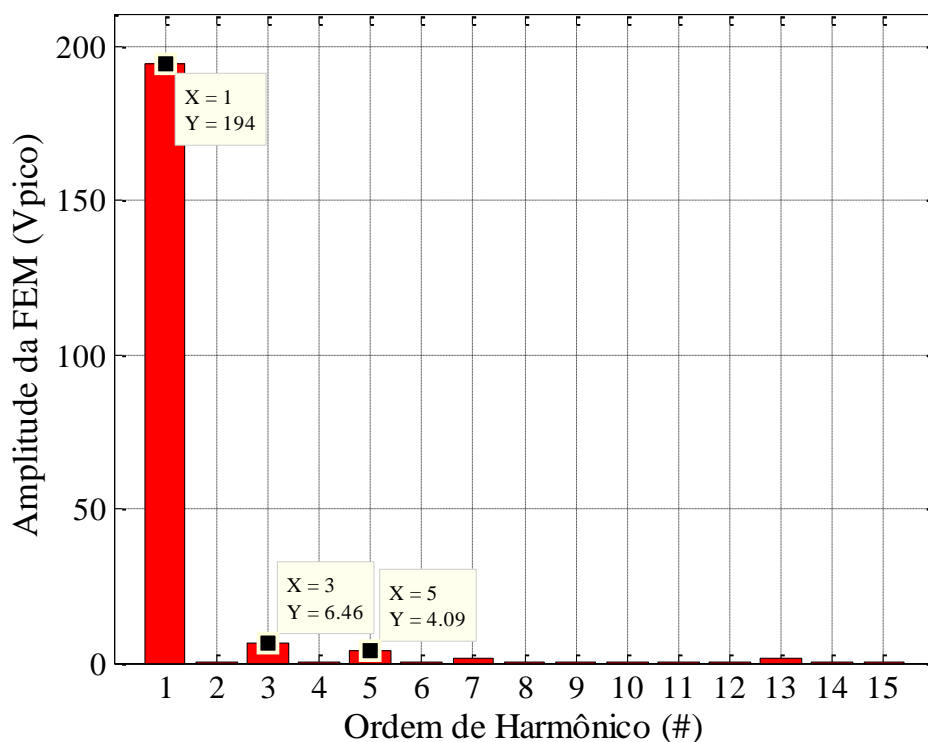


Figura 4.20 – Harmônicos da tensão induzida, fem, para o Proj. EV2, resultado de simulação no EFCAD

Fonte: Autoria própria.

A Tabela 11 exibe a comparação da fem, os principais harmônicos e outros parâmetros para os três projetos, base, EV1 e EV2.

TABELA 11 – COMPARAÇÃO DAS PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS PROJETOS BASE, EV1 E EV2.

Aspecto de comparação	Proj. Base	EV1 – Coef. de Dispersão	EV2 – Fator de Carter
Componente fundamental – 1°H	160 V _{pico}	178 V _{pico}	194 V _{pico}
Terceiro Harmônico - 3°H	7,34 V _{pico}	8,53 V _{pico}	6,46 V _{pico}
Quinto Harmônico - 5°H	3,72 V _{pico}	3,82 V _{pico}	4,09 V _{pico}
Erro percentual de fem	23,48 %	11,00 %	1,83 %
Fluxos Magnéticos	0,7367 T _{pico}	0,8217 T _{pico}	0,8939 T _{pico}
Maior pico de <i>cogging</i> – em módulo	3,066 N.m	3,094 N.m	1,410 N.m

Fonte: Autoria Própria.

4.3 INDUTÂNCIA SÍNCRONA

Na seção 3.3.1 onde é explicado o submodelo de indutâncias, é visto também como calcular a indutância síncrona L_s . Agora que o projeto foi definido e simulado, resta comparar o valor calculado com o valor obtido em simulação. A observação que se faz, antes desse procedimento, é que o *software* de elementos finitos EFCAD[®] trabalha com duas dimensões euclidianas e por esse motivo, em simulação fica de fora a indutância da cabeça de bobina, L_{end} . A indutância calculada se refere à indutância própria de duas fases ligadas em série e, para se chegar em L_s , basta multiplicar a metade do valor apresentado em simulação, para se obter a indutância própria de somente uma fase, com o valor do comprimento axial do pacote, L_{stk} , e o número de setores simétricos, N_{ss} , do equipamento e, somar a essa parcela de produtos, o valor da indutância da cabeça de bobina adquirida pela equação analítica de número 75.

Há uma técnica para prever riscos à desmagnetização das peças polares em simulação. Remove-se os ímãs do rotor (no módulo EFCR), impondo à máquina que opere com sua corrente nominal fluindo nos enrolamentos de camada dupla. Essa corrente que circula nas fases ligadas em série produzirá, naturalmente, um fluxo magnético na região dos ímãs, se essa indução na região dos ímãs for maior que a própria indução dos magnetos, conclui-se que eles estarão em risco. A figura 4.21 mostra um detalhe do que seria a região de alocação de uma peça polar e o valor da indução dessa área.

É possível notar que o valor do fluxo (cor azul) fica na faixa entre 230 μ T e 77 mT, e que os magnetos estarão seguros na operação do gerador.

A tabela 11 apresenta os valores calculados para as indutâncias em comparação com a indutância síncrona obtida em simulação. Houve uma diferença percentual entre a indutância síncrona calculada e simulada de 11,33%. É perfeitamente possível aperfeiçoar esse erro da mesma forma que foi trabalhado com o erro da tensão induzida (fem), empregando outras técnicas de aprimoramento, como por exemplo, aumentar a abertura da ranhura, w , já que as ranhuras ficaram largas, demasiadas retangulares e de bico pequeno, esse projeto diminuiria a indutância de dispersão das ranhuras, L_{slot} e contribuiria para a diminuição desse erro. Outra forma seria aumentar ainda mais a altura dos ímãs, h_m , que aumentaria seu PC , de maneira a reduzir a indutância de entreferro, L_g , para se obter mais uma ação de redução do erro percentual da indutância. Porém, esse estudo não será realizado nesse TCC.

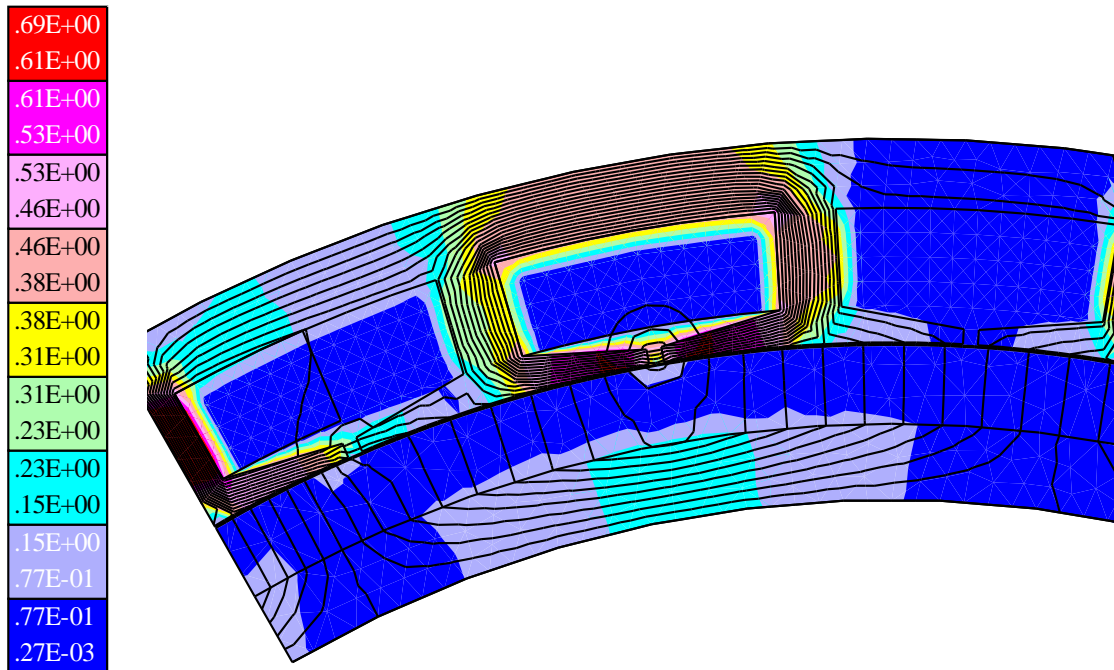


Figura 4.21 – Região de indução dos ímãs, janela de simulação no EFCAD, em Teslas (T)
Fonte: Autoria própria.

TABELA 12 – RESULTADOS DE INDUTÂNCIAS DE EV2

Parâmetros	Símbolo	Valor analítico (mH)	Valor Simulado (mH)	Diferença (%)
Indutância da cabeça de bobina	L_{end}	11,49	-	-
Indutância de dispersão de ranhura	L_{slot}	8,53	-	-
Indutância de entreferro	L_g	15,30	-	-
Indutância mútua de entreferro	M_g	5,10	-	-
Indutância própria de fase A	L_{aa}	35,33	-	-
Indutância síncrona	L_s	40,44	45,61	11,33

Fonte: Autoria Própria.

4.3 SIMULAÇÃO COM CARGA DO PMSG

Após a finalização do projeto evolução dois -EV2, segue-se então para a simulação em carga. O módulo EFCM apresenta a curva da corrente com carga e, para conhecer o valor da tensão na carga, é necessário a multiplicação da corrente de carga pela resistência da carga, R_{carga} . A figura 4.22 mostra a corrente de carga após a estabilização de transitório (por isso a abcissa não inicia no ponto zero), já a figura 4.23 a tensão de fase, para contemplar também a possibilidade de que a ligação estrela com neutro seja empregada.

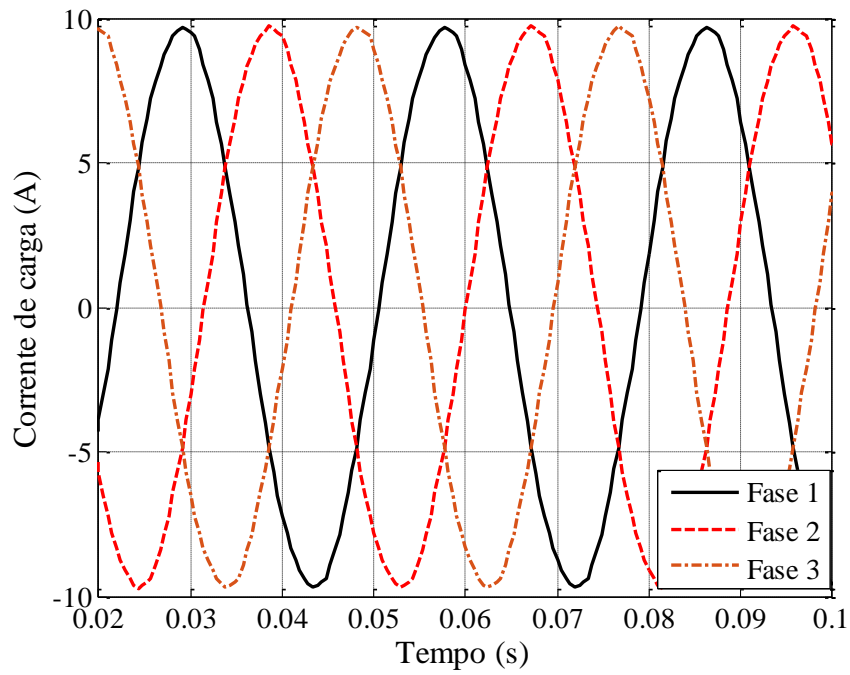


Figura 4.22 – Correntes de fase com o gerador em carga
Fonte: Autoria própria.

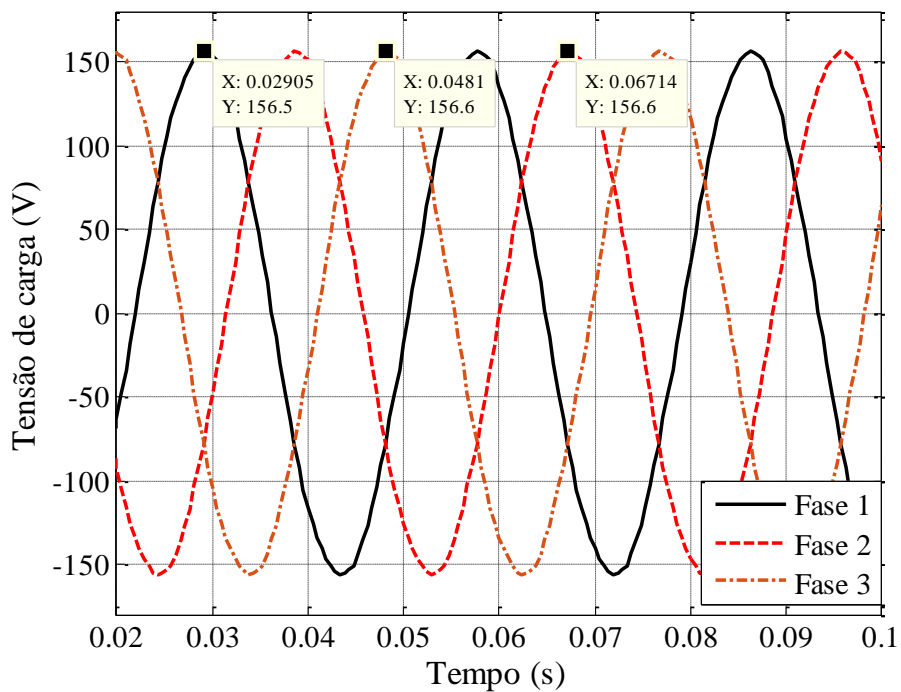


Figura 4.23 – Tensões de fase com o gerador em carga
Fonte: Autoria própria.

E, finalmente, a figura 4.24 aponta a forma de onda da tensão de linha e de seu valor *rms*.

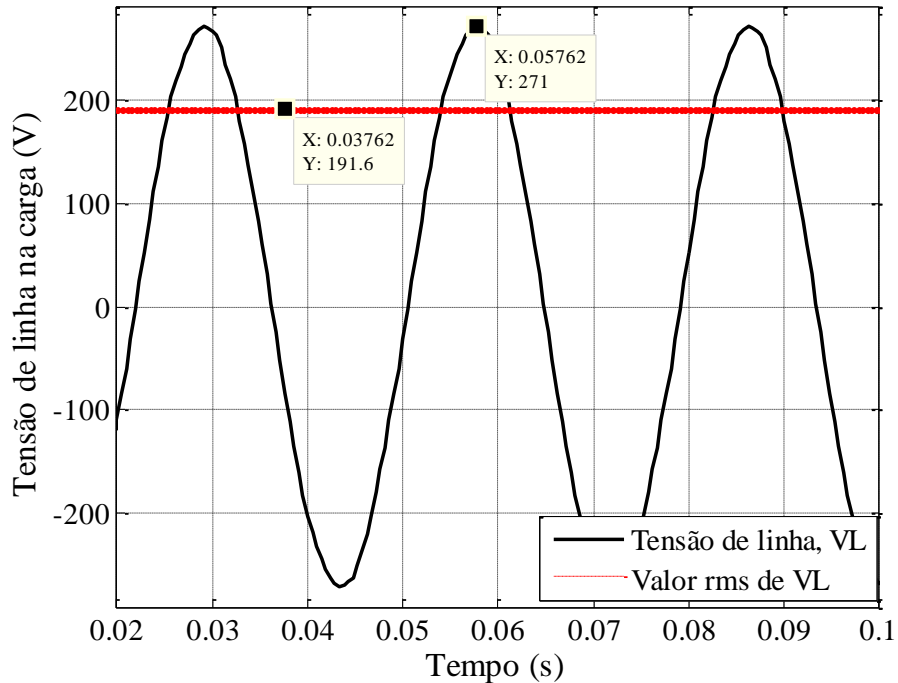


Figura 4.24 – Tensão de linha e seu valor *rms* com o gerador em carga
Fonte: Autoria própria.

Pela figura 4.24 é possível notar que o valor da tensão de linha *rms* não é 220V. Como a tensão induzida foi trabalhada duas vezes e seu erro reduzido ao mínimo, infere-se que o fato de a tensão de terminal não possuir o valor esperado tem duas causas: a não consideração do efeito de reação de armadura (Eq.42) e a subestimação do valor total das indutâncias. No caso das indutâncias, sabe-se que há queda de tensão por impedância indutiva de uma ou mais indutâncias que estão listadas na tabela 11. Essa conclusão leva a seguinte resolução: para que a máquina projetada nesse trabalho fosse efetivamente fabricada, esse modelo deveria passar, impreterivelmente, por mais um ajuste fino com foco nas indutâncias.

De qualquer modo, se seguirá com o exame dos parâmetros calculados para se chegar no diagrama fasorial do equipamento. Para cargas resistivas puras o diagrama de fasores do PMSG assume a aparência da figura 4.25.

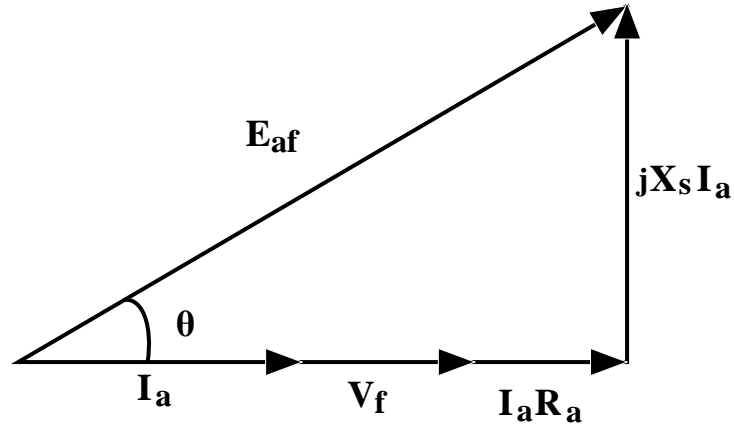


Figura 4.25 – Diagrama fasorial do PMSG
Fonte: Autoria própria.

O ângulo de carga, θ , é dado por:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{I_a X_s}{E_{af}} \right), \quad (109)$$

onde I_a se obtém de:

$$I_a = \frac{\left(\frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} \right)}{R_{carga}}, \quad (110)$$

e R_{carga} de:

$$R_{carga} = \frac{3 \left(\frac{220}{\sqrt{3}} \right)^2}{P_{nom}}. \quad (111)$$

Adiante, com esses valores em mãos, pode-se proceder com o cálculo da tensão de fase:

$$V_f = E_{af} \cos(\theta) - I_a R_a. \quad (112)$$

Por fim, a tensão induzida de fase se relaciona com as variáveis anteriores por meio da equação, 113:

$$E_{af} = \sqrt{[(V_f + I_a R_a)^2 + (X_s I_a)^2]}. \quad (113)$$

Com a equação 113, dá para constatar o quão próxima ficou a tensão induzida real, simulada pelo EFCAD, da tensão induzida estimada. Tomando o valor de pico da tensão da figura 4.23, $V_{fase} = 156,6 \text{ V}_{pico}/\sqrt{2} = 110,73 \text{ V}$, sabendo que R_a calculado foi de $1,282 \Omega$ ($R_a = R_f$, da equação 83), e que $\theta = 25,015^\circ$ e que $L_s = 45,61\text{mH}$, (tabela 11), para uma frequência de $f = 35 \text{ Hz}$; tem-se que:

$$E_{af} = 137,91 \text{ V}_{rms}$$

Erro de estimação de 1,31%.

O modelo elétrico aproximado do PMSG é dado pela figura 4.26.

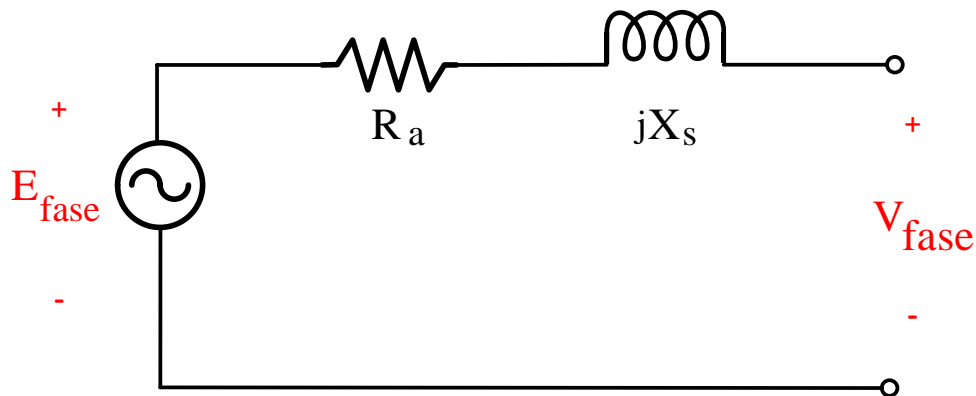


Figura 4.26 – Modelo elétrico equivalente do PMSG

Fonte: Autoria própria.

4.4 MASSA DE MATERIAL ATIVO, PERDAS E RENDIMENTO DO PMSG

Enfim, a condução do trabalho chega a exibição de um dos parâmetros fundamentais de uma máquina elétrica, seu rendimento. Antes se faz necessário conhecer o resultado dos cálculos das massas de cada elemento que compõe o PMSG. A tabela 12 resume. Já a tabela 13 carrega os dados de potências negativadas dentro do próprio equipamento.

TABELA 13 – MASSA DOS ELEMENTOS DO PSMG

Elemento	Símbolo	Valor em kg
Massa de cobre (enrolamentos)	M_{Cu}	13,717
Massa dos ímãs	$M_{ímãs}$	4,344
Massa de ferro da coroa do rotor	M_{Fe_yr}	6,183
Massa de ferro da coroa do estator	M_{Fe_ys}	8,233
Massa de ferro dos dentes	M_{Fe_d}	4,934
Massa total de ferro	M_{T_Fe}	19,98
Massa total de material ativo	M_{TMA}	38,04

Fonte: Autoria própria.

TABELA 14 – PERDAS DE POTÊNCIA DO PSMG

Elemento	Símbolo	Valor em W
Perdas no ferro da coroa do estator por Histerese	P_{Hys}	26,75
Perdas no ferro da coroa do estator por Foucault	P_{Fys}	6,27
Perdas no ferro dos dentes por Histerese	P_{Hd}	9,62
Perdas no ferro dos dentes por Foucault	P_{Fd}	3,13
Perda de ferro na máquina	P_{Fe}	45,78
Perdas mecânicas	P_{mec}	150

Fonte: Autoria própria.

O rendimento do PMSG desenvolvido nesse projeto é de, equação 97:

$$\eta = 87,36\%,$$

é um rendimento considerado satisfatório e esperado para o tipo de máquina elétrica em estudo.

5. CONCLUSÃO

A metodologia de cálculos se fundamentou primeiramente em uma especificação de entrada, depois em opções iniciais, e também atendeu adequações à tipologia do sistema elétrico de potência, para então, se chegar nos dados geométricos da máquina em questão. Após a definição dos resultados dos cálculos, se constatou que no projeto simulado a diferença entre a tensão induzida adquirida pelo *software* EFCAD e o valor estimado foi alta, com erro percentual de 23,48%. Assim, se resolveu trabalhar em foco nesta variável, ajustando-a, empregando duas técnicas modificadoras: a consideração da dispersão do fluxo dos ímãs, Proj. EV1, e pelo fator de Carter, Proj. EV2.

O projeto EV1, passou observar a teoria que somente 90% da densidade de fluxo que é gerada pelos ímãs, percorre de fato o caminho estratégico para o bom desempenho do equipamento (fluxo líquido que enlaça as bobinas). Como previsto, o coeficiente de dispersão foi o fator de correção para o cálculo do número de espiras em série por fase, que o fez subir em relação ao projeto anterior. Todas as variáveis relacionadas ao N_{fase} , também aumentaram, tornando as ranhuras com maior área, para a acomodação de mais fios. Porém, conseguiu-se conquistar um erro percentual de fem menor, chegando a 11%.

Por sua vez, o projeto EV2 buscou-se reduzir ainda mais o erro obtido com o aperfeiçoamento do projeto anterior. Para tanto, passou-se a considerar também o fenômeno magnético da diminuição que sofre a onda de fluxo no bico da ranhura, por ser essa região não constituída de material não-ferromagnético. O fator de Carter ampliou virtualmente o entreferro efetivo e de forma real a altura dos ímãs, para compensar essa baixa de fluxo no somatório das doze áreas compostas das doze aberturas de ranhura. O erro de fem se reduziu drasticamente para menos de 2% (1,83%).

Infelizmente, ao analisar a simulação das indutâncias, com a máquina em carga, pelo módulo EFCM do EFCAD, comprovou-se que a indutância síncrona detinha um erro razoável que fez cair a tensão disponível nos terminais da máquina. Mas, em linhas gerais, os objetivos específicos da proposta desse trabalho de conclusão de curso foram todos atendidos. Está apresentado um pré-projeto de uma máquina elétrica síncrona; as ferramentas necessárias para subsidiar as análises de projeto elétrico e mecânico, com o intuito de facilitar seu projeto e construção; foi realizado um estudo e bobinagem do circuito de armadura do equipamento e;

por fim, a utilização sistêmica do *software* de elementos finitos EFCAD trouxe, à formação profissional, competências intrínsecas no projeto de máquinas elétricas rotativas.

Contudo, o projeto pode ser aprimorado com a introdução de outros submodelos que consideram, por exemplo, o gradiente de temperatura interna na máquina. É uma análise importante pois o ponto térmico de operação do equipamento deve estar abaixo da temperatura de Currie dos magnetos. Mais ainda, poder-se-á decidir também otimizar esse projeto por meio de *softwares* determinísticos de otimização como o CADES[®], entre outros. Todas essas ideias são deixadas como sugestão para trabalhos futuros.

6. REFERÊNCIAS

BIALAS, Andrzej et al. **Permanent magnet disk motors as slow speed drive**. 4. ed. Polônia: Massyny Elektryczne, 2012. 5 p.

BASTOS, J. P. A. **Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e quase estática**. Florianópolis, BR: Editora da UFSC, 2008. 396 p.

BRASIL MINERAL. Brasil Mineral. **Mineração, Siderurgia, Metalurgia e Petróleo**, 21 setembro 2017. Disponível em: <<http://www.brasilmineral.com.br/noticias/brasil-ter%C3%A1-laborat%C3%B3rio-f%C3%A1brica-em-2018>>.

CASA.COM.BR. **Cinco sistemas domésticos de geração eólica**. 2013. Disponível em: <<https://casa.abril.com.br/materiais-construcao/cinco-sistemas-domesticos-de-geracao-de-energia-eolica/>>. Acesso em: 05 dez. 2017.

CENTRO BRASILEIRO DE ENERGIA EÓLICA -CBEE. CRESESB. **Energia Eólica**, 2000. Disponível em: <www.eolica.com.br>.

CIDRAL, Jhone. **Pequenos geradores eólicos**. 2015. Disponível em: <https://wiki.sj.ifsc.edu.br/wiki/index.php/EEN18704_EEP>. Acesso em: 10 dez. 2017.

CONCER, Germano Esmeraldino. **Projeto de motor de ímã permanente utilizando ferrite na configuração de ímãs enterrados**. 2008. 75 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Área de Concentração de Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2008

COSTA, Jean Patric da. **Contribuição ao estudo do gerador de indução duplamente alimentado: Operação durante distúrbios na rede elétrica**. 2010. 103 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Concentração em Controle de Processos, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria- RS, 2010.

DEMBINSKI, Fabio Eduardo. **Modelo de dimensionamento de geradores síncronos com ímãs permanentes de superfície utilizando ímãs de ferrite**. 2018. 103 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento Acadêmico de Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Pato Branco - PR, 2018.

DULAR, P.; GEUZAINÉ, C. **Gmsh Reference Manual**. University of Liège, Department of Electrical Engineering 2009.

FEITOSA, N E. A.; PEREIRA, A L.; SILVA, G. R. **Panorama do Potencial Eólico no Brasil, Projeto BRA/00/29: Capacitação do Setor Elétrico Brasileiro em Relações às Mudanças Globais do Clima**. Brasília-DF, Brasil: ANEEL, Dupligráfica, 2012.

FERREIRA, Ângela Paula Barbosa da Silva. **Projecto de uma máquina de ímanes permanentes de fluxo axial orientado para os sistemas de conversão de energia eólica**. 2011. 318 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Faculdade de Engenharia, Universidade do Porto, Cidade do Porto - PT, 2011.

FILHO, ALFEU S.; CARDOSO, JAQUELINE G. **Energia Eólica: tipos de geradores e conversores usados atualmente**. IEEE - O setor Elétrico, p. 2, maio 2014.

FITZGERALD, A. E. et al. **Máquinas Elétricas**. 7. ed. Porto Alegre - RS: AMGH, 2014. 724 p.

GRAUERS, Anders. **Design of Direct-driven Permanent-magnet Generators for Wind Turbines**. 1996. 133 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia em Energia Elétrica, Chalmers University Of Thechnology, Gotenborg - SWE, 1996.

GRUCAD. EFCAD - **Electromagnetic Fields Computer Aided Design** (*Software* para cálculo 2D de campos elétricos e magnéticos utilizando o método de elementos finitos).<http://www.grucad.ufsc.br/novo/?TOPICO=downloads>, 2002.

HASAN, I. et al. **Stator Design Techniques to Reduce Vibration in Permanent Magnet Synchronous Machines**. IEEE, p. 6, 2017.

HEFEI EZPOWER TECHNOLOGY CO.LTD (China). **Vertical PMG320**. 2017. Disponível em: <<https://italian.alibaba.com/product-detail/vertical-pmg320-1kw-300rpm-disc-coreless-low-speed-wind-generator-60208923816.html>>. Acesso em: 01 out. 2017.

HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. **Design of Brushless Permanent-Magnet Motors**. [S.l.]: Magna Physics Publications and Clarendon Press, 1994.

HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. E. **Design of Brushless Permanent-Magnet Machines**. Venice, Flórida -EUA: Magna Physics Publishing & Oxford University Press, 2010.

KOLZER, José Fabio. **Projeto ótimo multidisciplinar de geradores síncronos com ímãs permanentes de ferrite para a microgeração eólica**. 2017. 294 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2017.

KIM, NAMWON et al. **Comparative analysis of 10 MW class geared and gearless type superconducting synchronous generators for a wind power generator system**. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, p. 4, jun. 2012.

LAGNSDORF, Alexander S.. **Theory of alternating-current machinery**. Washington -EUA: McGraw-hill Book Company, 1937. 788 p

LOPEZ, RICARSO A. **Energia Eólica**. São Paulo: Artiliber, 2012.

MAGTEK - SOLUÇÕES MAGNÉTICAS (São Caetano do Sul- SP). **Ferrite**. 2018. Disponível em: <<https://www.magtek.com.br/imas/ferrite/>>. Acesso em: 10 jan. 2018.

MAIA, Thales Alexandre Carvalho. **Projeto e construção de um gerador a ímãs permanentes de fluxo axial para turbina eólica de pequena potência**. 2011. 197 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte - MG, 2011.

MATHWORKS, INC. **Matlab**. Natick Massachusetts, EUA, 2018.

MELO, M. S. M. **Energia Eólica: aspectos técnicos e econômicos**. Dissertação de Mestrado, Planejamento Energético, COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2012, 137 f. Disponível em: <http://www.ppe.ufrj.br/pppe/production/tesis/marcelo_melo.pdf>. Acesso em: 03 dez. 2017.

MORE: Mecanismo online para referências, versão 2.0. Florianópolis: UFSC Rexlab, 2013. Disponível em: < <http://www.more.ufsc.br/> > . Acesso em: 20 out. 2018.

MORRIS, LINDSAY. **Direct drive vs Gearbox**. Power Engineering, p. 4, 2011.

MUÑOZ, Nardo Toledo. **Cálculo de enrolamentos de máquinas elétricas e sistemas de alarme**. 4. ed. Rio de Janeiro - RJ: Freitas Bastos, 1987. 287 p.

ÔLO, C. D. V. **Projeto de uma Turbina Savonius com utilização de componentes em Fim-de-Vida**, 2012, 64 f. Dissertação de Mestrado, Faculdade de Ciências e Tecnologias, Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, 2012. Disponível em: <http://run.unl.pt/bitstream/10362/8876/1/Olo_2012.pdf>. Acesso em: 20 dez. 2017.

OVERSHOOT, K.J. **Magnetism: It is permanent!** IEE Science Education & Technology Division: Chairman's Address, v. 138, janeiro 1991.

PAULA, Geyverson Teixeira de. **Projeto de uma máquina síncrona com ímã permanente no rotor**. 2011. 98 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica Com ênfase em Sistemas de Energia e Automação, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo - USP, São Carlos -SP, 2011.

PETROV, Ilya; Pyrhonen, Juha. **Performance of Low-Cost Permanent Magnet Material in PM Synchronous Machines**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 6, 2013.

RESMINI, Filipe Nunes. **Projeto e otimização de geradores síncronos a ímãs permanentes e introdução a otimização de gamas**. 2013. 142 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2013.

ROLDÁN, José. **Manual de Bobinagem**. São Paulo - SP: Hemus, 1977. 271 p.

TAVEIROS, Filipe Emanuel Vieira. **Sistema de conversão de energia eólica baseado no gerador de indução duplamente alimentado: Análise e contribuição ao controle da máquina**. 2014. 120 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica e Computação, Automação e Sistemas, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal-RN, 2014.

VEIGA, Tiago Natan Ardaia. **Projeto de geradores síncronos a ímãs permanentes para aplicações em sistemas eólicos**. 2011. 147 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, 2011.

VENKATARATNAM, K. **Special Electrical Machines**. Kharagpur, Índia: Universities Press, v. Único, 2009.

WESCHENFELDER, FRANCIELE et al. **Situação atual e perspectivas da produção de ímãs permanentes e reservas de terras-raras: Brasil x Mundo**. Tecnologia em Metalurgia, Materiais e Mineração, p. 7, 2012.

WSEPO STORE. Geradores & Acessórios. **Oferta Viva**, 2017. Disponível em: <<http://www.ofertaviva.com.br/produto/100-de-cobre-do-enrolamento-do-rotor-estator-conj-para-gx200-168f-alimentado-por-230-v-220-v-50-hz-60-hz-2-5kw-geradores-de-esco.html>>. Acesso em: 11 out 2017.

ZHOU, TANWEI; SHEN, JIAN-XIN. **Cogging Torque and Operation Torque Ripple Reduction of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines by Using Asymmetric Flux-Barriers**. IEEE, p. 6, 2017.

7. APÊNDICE A – CAMPO MAGNETOSTÁTICO NO MEIO MATERIAL

COMPORTAMENTO E CLASSIFICAÇÃO DE MATERIAIS MAGNÉTICOS

Há na natureza diferentes materiais que reagem de forma semelhante quando submetidos a presença de um campo magnético. E não é somente os materiais em estado sólido que devemos ter em mente quando aludimos tal condição pois, inclusive a água se reestrutura atômicamente ao interagir com este campo como demonstrado por Santos, Ferreira e Sales (2012). É justamente na escala microscópica que o fenômeno magnético precisa ser caracterizado para uma melhor compreensão da sua coexistência, contudo, para esta análise é requerido uma abordagem à luz da mecânica quântica que, embora interessante, não está na alçada deste trabalho.

De acordo com Notaros, (2012), em linhas gerais pode-se subdividir os materiais de acordo com seu comportamento magnético em: materiais diamagnéticos, paramagnéticos, ferromagnéticos, antiferromagnéticos, ferrimagnéticos e superparamagnéticos.

Diamagnéticos. O termo diamagnetismo advém do grego e o prefixo “dia” corresponde a “através”, isso porque na ausência de campo externo os dipolos magnéticos dos átomos têm orientações aleatórias de modo que o vetor de magnetização no material é nulo, mas ao ser atravessado por um campo magnético, o momento magnético líquido orienta-se perpendicularmente a ele, repelindo-o. Esta propriedade tem sido explorada pela Engenharia na construção de veículos com levitação diamagnética – *MagLev Cobra*[®] (2017). O bismuto, prata, chumbo, cobre, silício, o enxofre e a água são representantes de materiais diamagnéticos.

Paramagnéticos. Nestes materiais, também devido a desorientação de seus átomos, o momento magnético médio é zero em um volume delimitado e fixo quando não se tem uma excitação magnética externa. Porém, é notada uma organização de seus átomos na mesma direção do campo quando este é aplicado, passando então, a exibir uma magnetização líquida em face aos momentos de dipolo magnético *spin* dos elétrons, daí vem o prefixo grego “para” que significa “junto”. Contudo, esta força de atração verificada nestes materiais é muito débil em relação à força imposta pelos ímãs e para efeitos práticos diz-se que a susceptibilidade

magnética dos paramagnéticos é inexistente. O alumínio, o paládio e o oxigênio fazem parte desta classificação.

Ferromagnéticos. São o ferro, o níquel e cobalto e suas ligas e são os materiais magnéticos de maior uso na engenharia, localizando-se em núcleos de indutores, transformadores, motores, geradores, relés e uma infinidade de outros dispositivos. Na presença de campos magnéticos externos os momentos alinham-se acompanhando a direção do fluxo e serão reversíveis para intensidade de campo pequena, no entanto, o processo poderá se tornar irreversível para uma intensidade de campo específica mesmo após a remoção da referida excitação magnética externa. Na temperatura de Curie, em razão das vibrações térmicas dos átomos, não há mais alinhamento paralelo dos momentos magnéticos atômicos e tais materiais se reverterem para materiais paramagnéticos. Para o ferro a temperatura de Curie é de 770°.

Antiferromagnéticos. Como o prefixo “anti” sugere, “contrário a”, forças atômicas fazem com que os momentos magnéticos se alinhem na mesma direção, mas no sentido oposto ao campo magnético aplicado de modo a tender anular o momento magnético líquido de toda dimensão do material. O cromo, manganês e uma série de óxidos estão situados neste grupo de classificação. Os *spins* magnéticos de materiais com esta propriedade foram manipulados por pesquisadores da Universidade de Nottingham, no Reino Unido, e assim foi criada uma memória digital considerada mil vezes mais rápida do que as melhores tecnologias de memórias atuais (INOVAÇÃO TECNOLÓGICA, 2016).

Ferrimagnéticos. Da mesma forma que ocorrem com os antiferromagnéticos, nos materiais ferrimagnéticos há o alinhamento antiparalelo dos átomos, entretanto, os momentos não são iguais e é exatamente por causa deste desbalanceamento que a resposta a um campo externo é menor do que em substâncias ferromagnéticas. As ferritas – ferro ferrite (Fe_3O_4), níquel ferrite (NiFe_2O_4) e cobalto ferrite (CoFe_2O_4) - são as representantes de maior destaque neste grupo por terem baixa condutividade elétrica, que as imunizam da indução de correntes parasitas. Tornam-se propícias, então, em muitas aplicações com frequências de tensão elevada como transformadores de frequência e antenas.

Superparamagnéticos. São materiais de dimensões nanoscópica que se magnetizam somente na presença de campo magnético externo, uma vez que se cessa a excitação, não é observado nenhuma densidade magnética remanente, independentemente da intensidade de campo magnético aplicado, em outras palavras, estes materiais não seguem o fenômeno da histerese. Os momentos magnéticos dos superparamagnéticos são independentes entre si por

não interajam uns com os outros, porém, o momento magnético total é maior que aqueles dos átomos individuais que são alterados coletivamente, tal condição foi explorada na prática na construção de dispositivos como fitas de gravação de áudio, vídeos e dados.

PERMEABILIDADE DE MATERIAIS MAGNÉTICOS

O conceito de permeabilidade magnética, ainda segundo Notaros, (2012), é de grande importância para caracterizar macroscopicamente os materiais, pois com tal parâmetro se consegue concretizar qualquer conjectura a respeito da reação de materiais frente a um campo magnético sobre eles aplicado. Para isso é necessário definir uma equação construtiva de um material magnético arbitrário considerando que o vetor densidade de fluxo magnético, (\mathbf{B}), em qualquer região (área ou ponto infinitesimal) no material possui relação diretamente proporcional ao vetor de intensidade de campo magnético, (\mathbf{H}), de igual localidade, $\mathbf{B} = \mathbf{B}(\mathbf{H})$.

Se, o material apresentar predisposição (afinidade) ao campo magnético aplicado reagindo de forma linear, ele então se magnetizará e, quantitativamente, esta condição é medida pelo vetor de magnetização, (\mathbf{M}), que também possui relação intrínseca com o vetor \mathbf{H} , equação A1. Assim, χ_m é uma grandeza adimensional (razão entre \mathbf{M} sobre \mathbf{H}) denominada susceptibilidade magnética do meio que corresponde ao quão suscetível a matéria em questão é ao campo magnético. Contudo, essa relação (equação A1) é válida somente para os materiais paramagnéticos e diamagnéticos, uma vez que em materiais ferromagnéticos, ferrimagnéticos e superparamagnéticos não seguem esta mesma linearidade devido a seus efeitos de histerese.

$$\mathbf{M} = \chi_m \cdot \mathbf{H} \quad (\text{A1})$$

\mathbf{M} : Vetor de magnetização;

χ_m : Susceptibilidade magnética;

\mathbf{H} : Vetor intensidade de campo magnético.

Já permeabilidade magnética relativa do meio, que associa o campo magnético total \mathbf{B} do estímulo e da magnetização promovida pela ação do campo \mathbf{H} , é dada por $\mu_r = 1 + \chi_m$. Por fim, a equação A2 é demonstrado que a razão da densidade magnética e da magnitude do campo magnético se resulta na permeabilidade absoluta, que por sua vez é o produto da permeabilidade relativa com a permeabilidade do vácuo, equação A3. A permeabilidade, μ , é mensurada em

Apêndice A

henry por metro (H/m) no Sistema Internacional de unidades (SI) e para o vácuo seu valor corresponde a $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m.

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (\text{A2})$$

$$\mu = \mu_r \mu_0 \quad (\text{A3})$$

μ : Permeabilidade absoluta;

μ_r : Permeabilidade relativa;

μ_0 : Permeabilidade do vácuo.

A tabela 1-A destaca a susceptibilidade e a permeabilidade relativa de alguns materiais.

TABELA 1-A SUSCEPTIBILIDADE E PERMEABILIDADE RELATIVA DE ALGUNS MATERIAIS

Classificação	Material	χ_m	μ_r
Diamagnético	Na	$-0,24 \times 10^{-5}$	0,9999976
	Cu	$-1,0 \times 10^{-5}$	0,9999895
	Diamante	$-2,2 \times 10^{-5}$	0,9999780
	Hg	$-3,2 \times 10^{-5}$	0,9999680
	H ₂ O	$-0,9 \times 10^{-5}$	0,9999910
Paramagnético	Mg	$1,9 \times 10^{-5}$	1,0000120
	Al	$2,2 \times 10^{-5}$	1,0000220
	Pt	$3,6 \times 10^{-4}$	1,0003600
	Ar	$3,6 \times 10^{-7}$	1,0000004
	O ₂	$2,1 \times 10^{-6}$	1,0000021
Ferromagnético	Fe (elétrico)	$5,5 \times 10^3$	5501
	Fe (espécime de laboratório)	$8,8 \times 10^4$	88001
	Fe (cristais)	$1,4 \times 10^6$	1400001
	Fe-Si (lâminas de transformador)	7×10^4	70001
	Fe-Si (Cristais)	$3,8 \times 10^6$	3800001
	μ - Metal	10^5	100001
Ferrimagnético	Fe ₃ O ₄	100	101
	Ferrites	5000	5001

Fonte: Anocibar, (2011, apud HAUSS, MELCHER, 2009).

Pode-se notar pela tabela apresentada que os materiais diamagnéticos possuem o valor de μ moderadamente menor que a permeabilidade do vácuo, fato que torna sua susceptibilidade negativa (por exemplo o cobre que possui $\mu_r = 0,9999895$ e $\chi_m = -1,0 \times 10^{-5}$). Já nos materiais paramagnéticos esta condição tem a forma oposta, pois neste grupo, o valor de μ é moderadamente maior que a permeabilidade do vácuo e a susceptibilidade, por sua vez, é positiva (caso exemplificado pelo Alumínio onde $\mu_r = 1,0000220$ e $\chi_m = 2,2 \times 10^{-5}$). Por possuírem variações pequenas de permeabilidade, em aplicações práticas se aproxima $\mu = \mu_o$ para estas duas classes de materiais “[...] que costumam ser ditas não magnéticas”. (NOTAROS, 2012, p. 169).

Cenário completamente distinto se avista nos materiais ferromagnéticos e ferrimagnéticos. Nestes grupos, a tabela aponta valores de μ muito maior que o μ_o , isto se dá em virtude de os elementos apresentarem magnetismo remanescente e reagirem não-linearmente à equação A1, como mencionado anteriormente, uma vez que eles exibem efeitos de histerese. Notaros, (2012), explana que há dependência das propriedades de magnetização destes objetos também com o histórico de magnetização (números de laços de histerese percorridos), não sendo o campo magnético H aplicado exclusivamente influente no processo.

Sem dúvida que devido a tais especificidades encontradas nos materiais ferromagnéticos e ferrimagnéticos e, em função de suas vastas empregabilidade na engenharia; ambos serão tratados na próxima seção de modo mais acurado. Em todo caso, esta seção apontou que, metodologicamente, consegue-se isolar em dois grupos materiais não-magnetizáveis (diamagnéticos e paramagnéticos) dos materiais ditos magnéticos (ferromagnéticos, e ferrimagnéticos) somente apreciando dois parâmetros: a susceptibilidade e a permeabilidade magnéticas.

CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO, B-H E HISTERESE

As curvas de magnetização e B-H estão relacionadas diretamente com a curva de histerese e, todas elas fazem parte do ensaio que é realizado nos materiais ditos magnéticos que, por não serem lineares, demandam que seus comportamentos sejam representados graficamente mostrando B (ordenada) em função de H (abscissa). Na realidade, a curva de magnetização se “encontra” no primeiro quadrante da curva de histerese e indica o material no seu estado inicial

completamente desmagnetizado, com os valores de B e H neste ponto nulos até variarem à medida que a excitação externa cresce em intensidade. B-H, por sua vez, se “situa” no segundo quadrante do laço de histerese, região esta que traz informações imprescindíveis na utilização destes materiais em máquinas e dispositivos eletromecânicos na engenharia.

Cada uma destas curvas será explanada com os comentários de Notaros, (2012) como guia.

O gráfico A1 exibe uma curva de magnetização inicial. Pode-se subdividi-la em duas partes, sendo a primeira região de “fácil magnetização” e a segunda parte denominada “difícil magnetização”, isto porque nos instantes iniciais um número maior de domínios alinham-se acompanhando o campo magnético H recém ativado que cresce pouco, contudo, B aumenta velozmente, para depois desacelerar-se em virtude de incrementos adicionais de intensidade de campo magnético não mais afetarem, de forma certa, os domínios atômicos do material já completamente direcionados. Atinge-se, assim, nesta circunstância, a chamada saturação magnética do material e o valor de B neste ponto é característico e único da amostra.

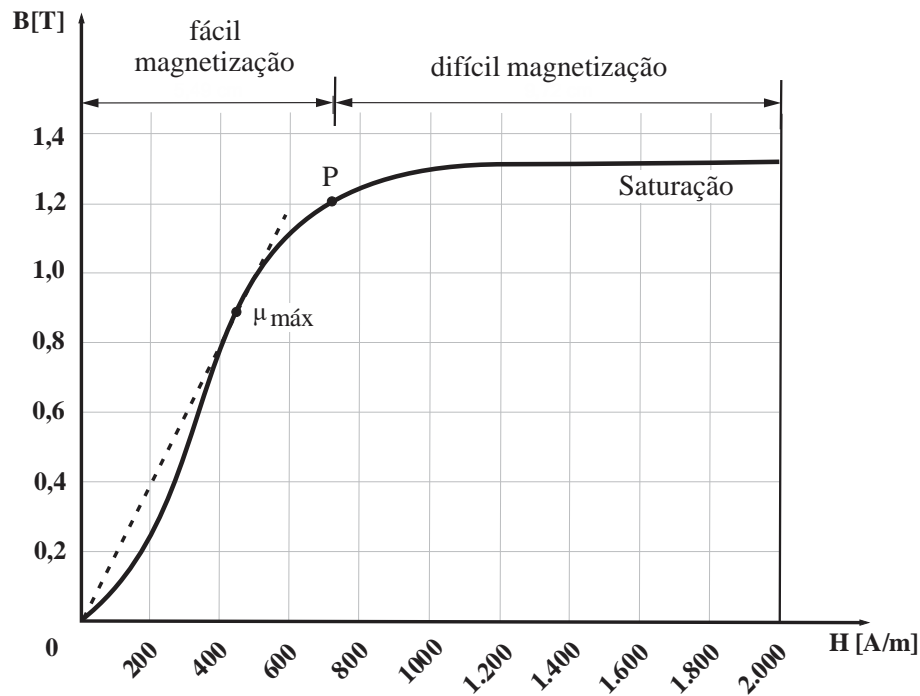


Gráfico A1 – Curva de Magnetização típica de matéria ferromagnética
Fonte: Adaptado de Notaros, (2012, p. 175).

Apêndice A

Em todo ponto da curva a permeabilidade do material é dada pela equação (A2) isolando-se o μ , lembrando que a densidade de fluxo magnético, B , precisa estar em Tesla e o campo magnético, H , expresso em A/m. Para o cálculo de μ_r divide-se a permeabilidade encontrada em (A2) pelo valor da permeabilidade do vácuo, equação (A3). A permeabilidade máxima do material em análise é encontrada traçando-se uma reta tangente de inclinação acentuada tendo a origem cartesiana como ponto integrante e tocando a curva de magnetização. Observa-se que este ponto, na curva, aponta a maior proporcionalidade existente entre B e H .

Para uma compreensão mais rápida do fenômeno da histerese, deve-se acompanhar a descrição a seguir relacionando-a com a figura A2, quadro a quadro. Considera-se também que o material em análise possui três dimensões e que o campo magnético aplicado se dá paralelamente ao eixo do seu comprimento, da esquerda para a direita, num primeiro instante. Uma vez atingido o ponto de saturação magnética do material após uma dada sequência de acréscimos nos valores de H (até um valor máximo de H_m), tal excitação é retirada gradualmente até anular-se no sistema e a observação passa a se concentrar então exclusivamente na amostra.

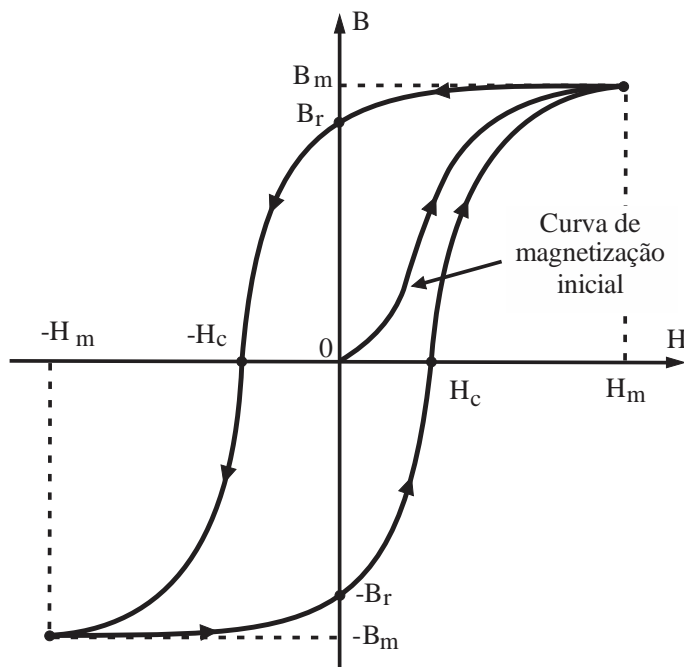


Figura A2 – Fenômeno magnético da histerese
Fonte: Adaptado de Notaros, (2012, p. 175).

Após um tempo sem a presença da fonte magnética externa, o que se constata é que a densidade de campo, B , não perfaz o mesmo caminho da curva de magnetização inicial, agora em seu sentido contrário, mas sim decai ligeiramente, depois de transcorrido determinado tempo, até um valor B_r denominado densidade de fluxo remanescente (ou residual). Este ponto cartesiano $(0, B_r)$, indica que poucos domínios magnéticos atômicos se reposicionaram nas suas direções de partida, confirmando que o campo magnético impactou de forma significativa a composição microscópica do material em questão.

Adiante, retoma-se com a ação do campo externo H , aplicando-o de tal forma a mantê-lo paralelo ao comprimento da peça, porém, seu sentido é alterado da direita para a esquerda. Com isto, os domínios antes apontados da esquerda para a direita, sob a influência negativa do campo, serão forçados a acompanhá-lo girando então em 180° em relação ao seu próprio eixo. Antes que se complete todo o redirecionamento, no laço de histerese, o ponto que era $(0, B_r)$ passa para $(-H_c, 0)$ indo para $(-H_m, -B_m)$ de igual módulo a (H_m, B_m) positivos ocorrendo nova saturação, mas agora no terceiro quadrante da curva. Novamente recolhe-se a fonte magnética.

O ponto $(-H_c, 0)$ é importante, pois evidencia o módulo do campo magnético necessário a ser aplicado opostamente ao sentido do campo de um material magnético para desmagnetizá-lo completamente, chamado de força coercitiva. Em aplicações de ímãs em projetos de máquinas elétricas, por exemplo, poderá ocorrer dele perder suas propriedades magnéticas ao interagir com campo magnético produzido pelo enrolamento de armadura da máquina, portanto, se certificar desta força coercitiva garante viabilidade no projeto e segurança técnica. Há outros parâmetros de ímãs que devem ser observados e tal abordagem será desenvolvida logo adiante.

Finalmente, para que o laço de histerese se “feche”, o sentido de fluxo da fonte magnética é mais uma vez invertido e, com este procedimento, os domínios magnéticos outrora alinhados à esquerda, pouco a pouco reposicionam-se em 180° em torno do seu eixo conduzidos pela excitação estrangeira. A área do laço internamente formada poderá ser larga, com valores elevados de forças coercitivas, pequenas permeabilidades iniciais e altas densidades de fluxo; ou poderá ser fina, apresentando pequenas forças coercitivas, grande poder de magnetização mesmo para campos magnéticos pequenos e amplas permeabilidades iniciais. Materiais magnéticos com estas características são denominados duros e moles, respectivamente.

Conforme cita em seu trabalho, Tavares, (2014), a curva de histerese apresenta inconvenientes, já que a área também está relacionada com perdas energéticas. Os átomos atiram entre si nas mudanças de sentido de campo e, com isto, há uma parcela de energia

convertida irreversivelmente em calor, tais perdas são proporcionais à área do ciclo, ao volume do material e ao número de voltas percorridas na curva. Notaros, (2012), pondera todavia que, em certas aplicações em que o campo é controlado ou não muda com frequência (como em aplicações com ímãs em que sua magnetização se dá apenas ao longo de uma direção e sentido), as perdas por histerese poderão ser insignificantes, apesar de amplas áreas de histerese.

Por sua vez, as curvas B-H, que são chamadas também de curvas de desmagnetização, correspondem a um *datasheet* (folha de dados) para os ímãs que são utilizados em equipamentos e dispositivos dentro da engenharia. Ao estabelecer a relação entre densidades magnéticas em um circuito magnético é possível construir a linha de carga que intercepta a curva do material e dita sua operação para a configuração do circuito e excitação dados (é o lócus de todas as combinações possíveis de valores de B e H para determinada arquitetura). A cada novo ímã sintetizado pela indústria, buscou-se apresentar ao mercado, parâmetros de B_r , H_c e densidade de energia maiores aos obtidos com seus antecessores, figura A3.

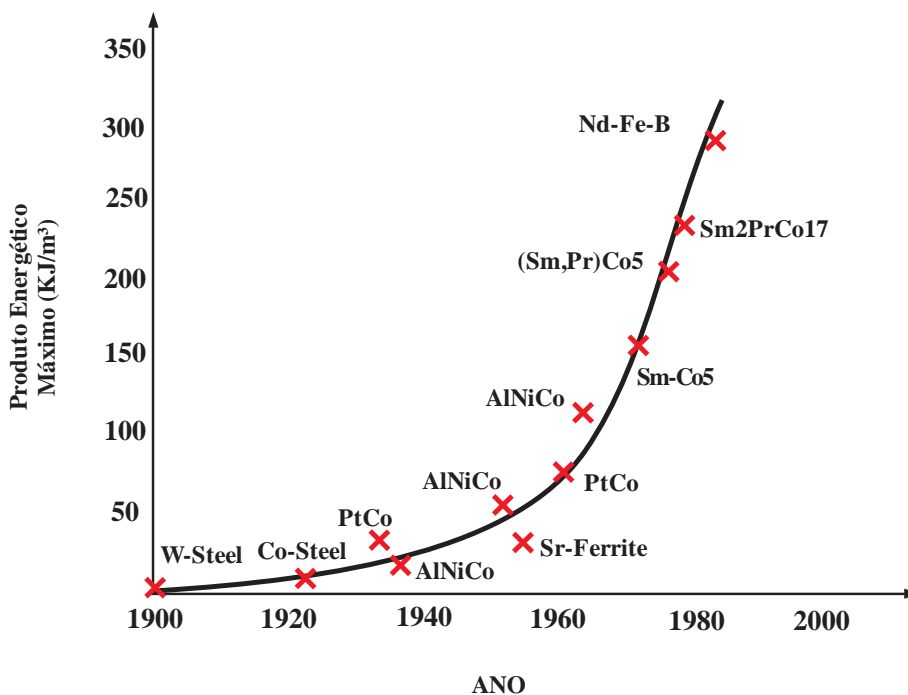


Figura A3 – Evolução na sintetização de ímãs
Fonte: Adaptado de Hendershot; Miller, (1994).

Quando o ímã está disposto entorno de materiais ferromagnéticos macio (como em máquinas elétricas), a curva de desmagnetização sofre influência e se altera. Ela se apresenta,

então, renomeada como curva de desmagnetização intrínseca, $B_i(H)$ e, nesta circunstância, a densidade de fluxo magnético, B_i , “se mantém praticamente constante à medida que a excitação magnética H aumenta [...]” (TAVARES, 2014). Outra influência que traz impactos nas curvas de desmagnetização é a temperatura, quanto maior, mais as curvas se deslocam à direita do mapa cartesiano até atingirem o limite térmico (temperatura de Curie) e destruírem-se magneticamente. A figura A4 retrata as curvas de desmagnetização de ímãs sintéticos.

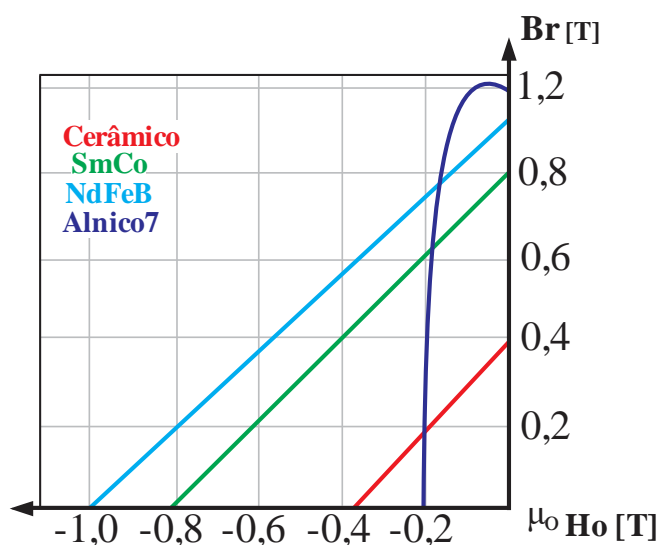


Figura A4 – Comparação de curvas de desmagnetização dos principais ímãs sintetizados industrialmente.

Fonte: Adaptado de Venkataratnam, (2009, p. 133).

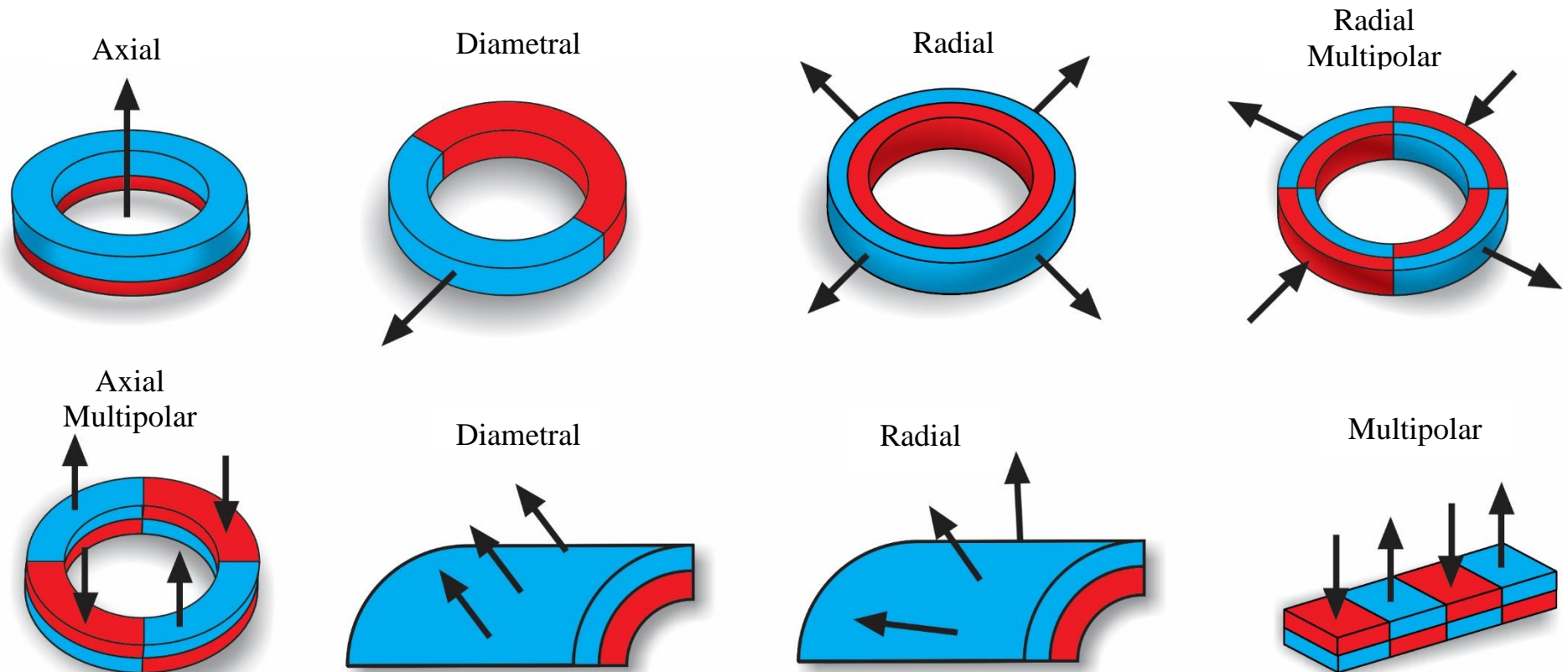
Observando o gráfico da figura A4 e com as contribuições de Anocibar, (2011) infere-se que:

- Os Alnicos possuem uma curva de desmagnetização que não é linear, apresenta alta densidade de fluxo magnético remanente, mas é fácil de ser desmagnetizado por ter pequena força coercitiva. Conforme manifesta Overshoot, (1991), muitas foram as tentativas de mudanças na sua formulação para se atingir um melhor valor para a sua coercitividade (manipulando o percentual de Al- Alumínio, Ni- Níquel e Co – Cobalto, todos metálicos), apesar de terem revolucionado as indústrias da primeira metade do século 20, sua manufatura era complexa e cara.
- Os Cerâmicos, utilizados nessa pesquisa, apresentam valores próximos de densidade remanente e força coercitiva num comportamento linear, porém em comparação com os Alnicos perdem em densidade de fluxo latente. As vantagens dos ímãs cerâmicos, como

já discutidas na seção 2.3.3 são seu preço baixo e sua resistência elétrica, que reduzem, por sua vez, as perdas energéticas por correntes parasitas. Podem ser isotrópicos ou anisotrópicos, sendo este último, mais forte a choques mecânicos.

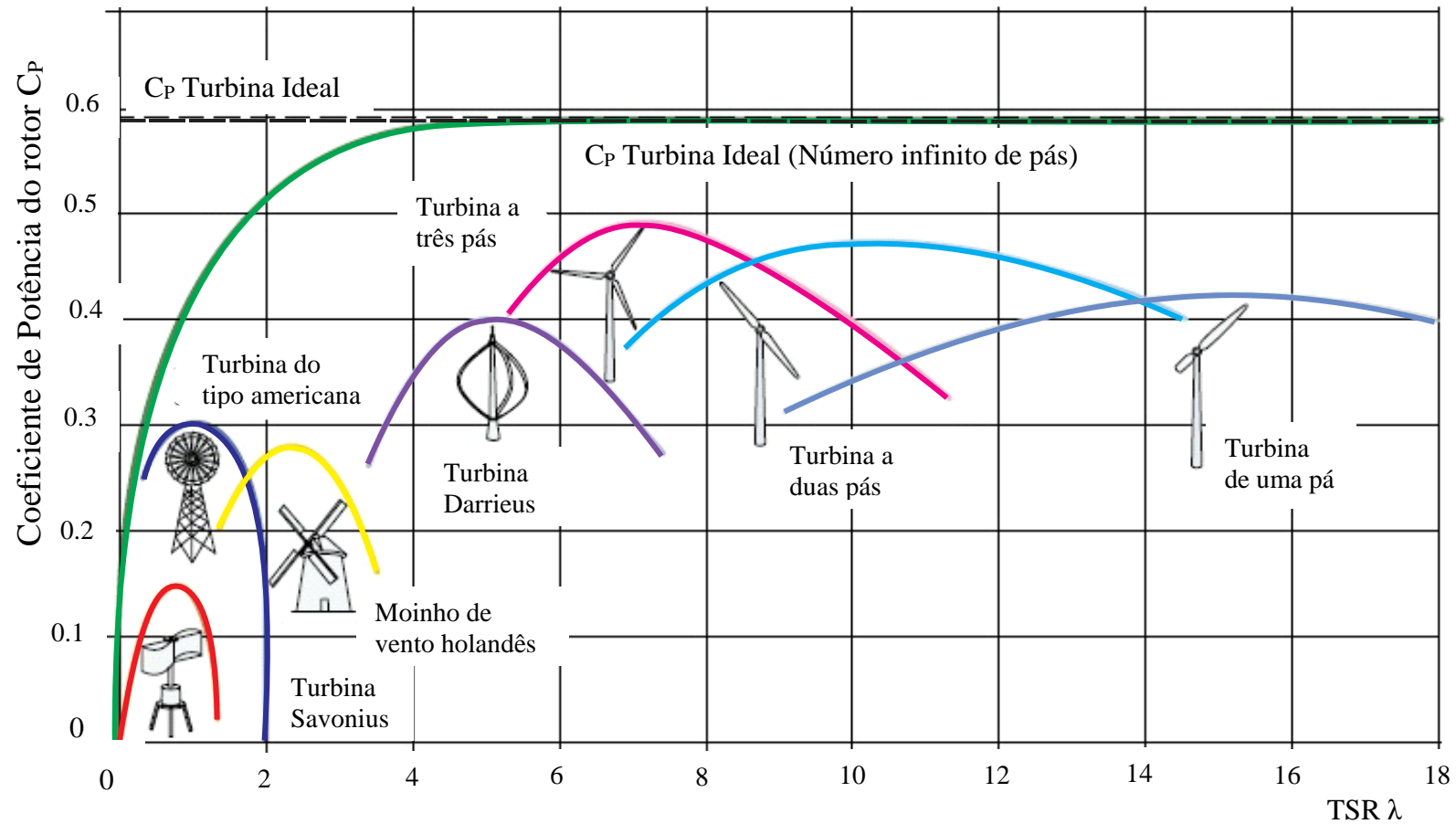
- Os Samário-Cobalto sintetizados são o primeiro da geração de terras raras, possui notável perfil térmico, o que fez aumentar o leque de aplicações para a época (máxima temperatura de trabalho). Em relação aos NeFeB, ganham em resistência à corrosão. Tornaram o trabalho de desmagnetização duas vezes mais árduo em relação aos cerâmicos.
- Os Neodímio-Ferro-Boro sintetizados são a evolução dos primeiros ímãs a terras raras e configuram o maior produto energético disponíveis atualmente. A força coercitiva é alta e também exhibe uma resistência mecânica satisfatória, podendo ainda ser tratado (revestido- níquel, zinco, epóxi e ouro) em função da aplicabilidade. Perdem em temperatura de operação (até 120°C).

APÊNDICE B – TOPOLOGIA DAS MÁQUINAS EM FUNÇÃO DA MAGNETIZAÇÃO DOS ÍMÃS



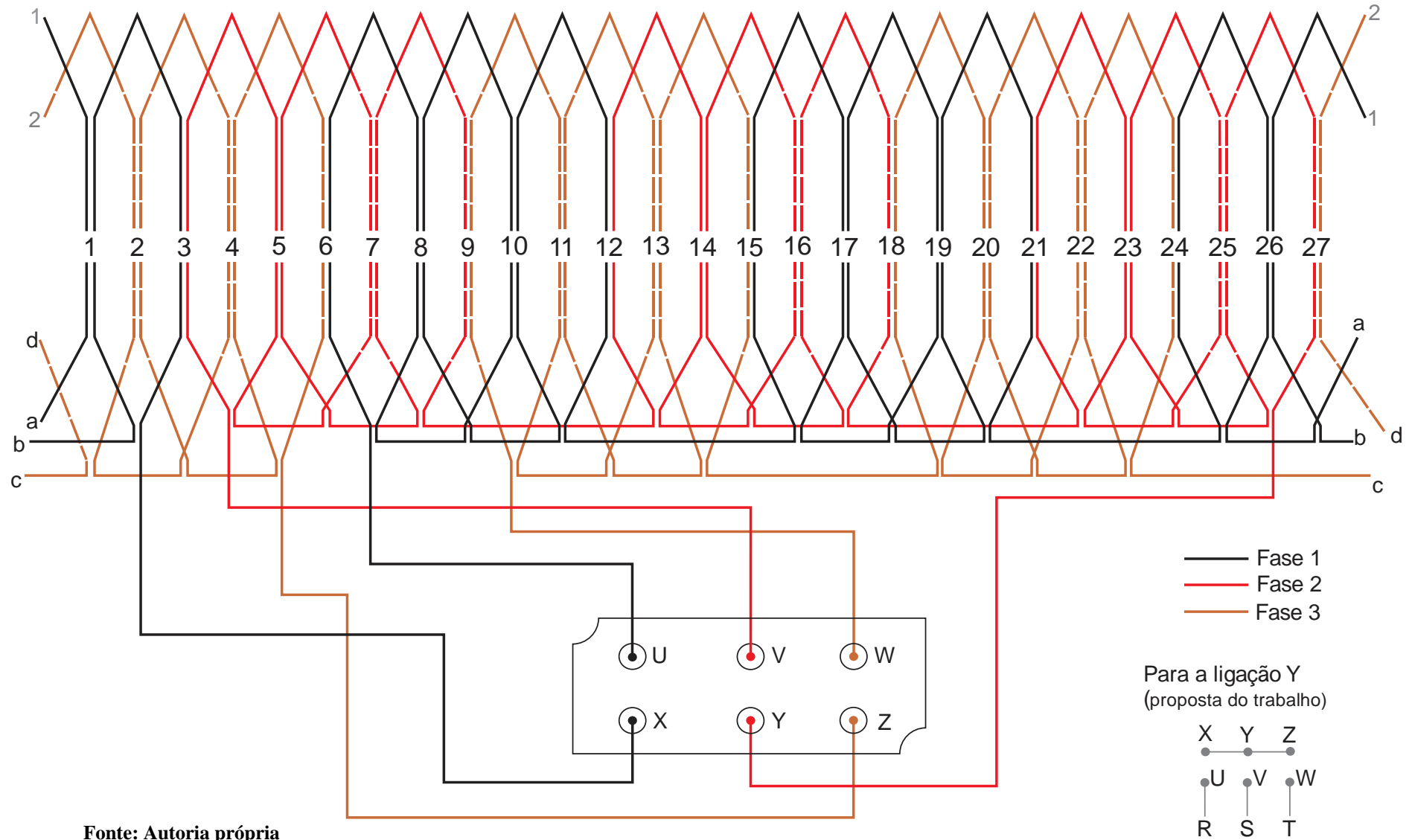
Fonte: Adaptado de Magnets98, (2018).

APÊNDICE C – COEFICIENTE DE POTÊNCIAS PARA VÁRIOS TIPOS DE TURBINAS EÓLICAS



Fonte: Adaptado de Fox, *et al.*, (2010).

APÊNDICE D – ENROLAMENTO DE OFICINA CAMADA DUPLA 27 RANHURAS 12 POLOS



Fonte: Autoria própria

APÊNDICE E – DETERMINAÇÃO GEOMÉTRICA DO FATOR DE ENROLAMENTO, K_{ENR}

O fator de enrolamento, k_{enr} , é um termo importante quando se trata de máquinas elétricas em que o número de ranhuras do estator não é um número par. Em outras palavras, significa dizer que o número de ranhuras por polo por fase da máquina, q , não será um número inteiro ($q \notin \mathbb{Z}$). Nessas máquinas, cada bobina que compõe um agrupamento de bobina, de uma dada fase, nem sempre terá seus respectivos eixos magnéticos alinhados com os respectivos eixos magnéticos dos ímãs, alocados no rotor e tal *layout* (ou configuração geométrica) fará com que o enlace de fluxo não seja máximo, em sua totalidade, para o referido agrupamento.

Em obras como a de Chapman, (2013, apêndice B), a de Fitzgerald e Kingsley [recurso eletrônico] / Umans, (2014, apêndice B) e trabalhos científicos, no geral, apresentam o fator de enrolamento, k_{enr} , sempre como um produto entre o fator de distribuição, k_d , e o fator de passo, k_p . Contudo, Kolzer (2017) mostra que é possível depreender o fator de enrolamento de forma direta, sem a necessidade desses subfatores mencionados anteriormente. Para isso considere a figura ilustrativa de um agrupamento de bobinas a seguir, Figura E1.

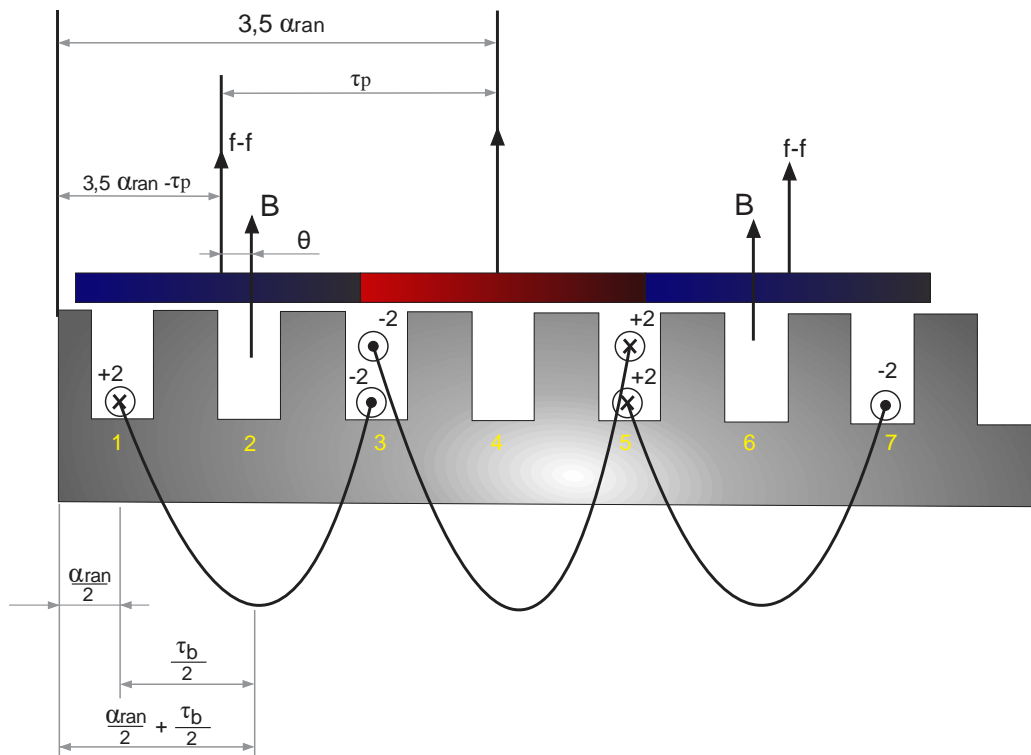


Figura E1 – Representação de agrupamento de três bobinas da fase 2 alocadas na ranhura do estator com os respectivos eixos dos polos magnéticos
Fonte: Adaptado de Kolzer, (2017).

A figura exibe um corte de sete ranhuras, um agrupamento de três bobinas de uma fase de um PMSM bem como três ímãs (N-S-N) do rotor. É possível observar também a o polo do ímã norte não tem seu eixo magnético central alinhado com o eixo magnético da primeira bobina (região esquerda do desenho), essa diferença angular denominada de θ (em graus) será procurada e determinará o fator de enrolamento, k_{enr} , de acordo com o conjunto de equações a seguir.

$$\theta = \frac{\alpha_{ran}}{2} + \frac{\tau_b}{2} - (3,5 \alpha_{ran} - \tau_p), \quad (E1)$$

em que α_{ran} – passo de ranhura; τ_b – passo de bobina e τ_p – passo polar. Calculando E1 vem:

$$\theta = -3\alpha_{ran} + \frac{\tau_b}{2} + \tau_p. \quad (E2)$$

Sabendo que o passo polar, τ_p , é de 30° e reescrevendo o passo de bobina, τ_b , como $2\alpha_{ran}$ decorre:

$$\theta = 30^\circ + \alpha_{ran} - 3\alpha_{ran}, \quad (E3)$$

$$\theta = 30^\circ - 2\alpha_{ran}, \quad (E4)$$

$$\theta = 30^\circ - 26,66^\circ = 3,33^\circ. \quad (E5)$$

O ângulo θ calculado está em graus mecânicos. Equivalendo-o para graus elétricos, vem:

$$\delta = \theta p = 20^\circ, \quad (E6)$$

em que p – número de par de polos.

A Figura E2 representa a soma vetorial dos três fasores de tensão, de cada bobina, que compõe o agrupamento de bobina ilustrados na Figura E1. O coeficiente de enrolamento, k_{enr} , será definido, então, como o valor máximo, em módulo, dessa soma vetorial descrita pela figura E2:

$$k_{enr} = \frac{E + 2E \cos 20^\circ}{3E}. \quad (\text{E7})$$

$$k_{enr} = \frac{1 + 2 \cos 20^\circ}{3} = 0,9597. \quad (\text{E8})$$

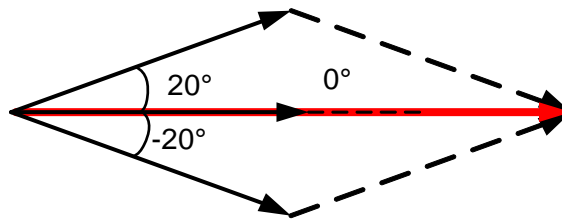


Figura E2 – Diagrama fasorial das fem's para as bobinas representadas pela Figura E1
Fonte: Adaptado de Kolzer, (2017).

APÊNDICE F - CÁLCULOS

Trabalho de conclusão de Curso - TCC
UTFPR- Campus Pato Branco



Acadêmico: Rodrigo Aparecido de Sousa Moreira

Prof. Orientador: Dr. José Fabio Kolzer

ESPECIFICAÇÕES DE ENTRADA:

$P_{nom} := 3000 \text{ W}$ (Potência Ativa nominal do gerador)

$V := 220 \text{ V}$ (Tensão de Terminal da Máquina)

$N_m := 350 \text{ rpm}$ (Velocidade Mecânica eixo)

(conversão rpm para rd/s)

$$350 \cdot \frac{\pi}{30} = 36.6519$$

$$N_{m_rad} := 36.6519 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

OPÇÕES INICIAIS DE PROJETO:

$m := 3$ (Número de fases da máquina)

$p := 6$ (Número de par de polos da máquina)

$q := 0.75$ (Número de ranhuras por polo por fase)

$ag := 0.5 \text{ mm}$ (Comprimento do entreferro)

$h_m := 10 \text{ mm}$ (Altura dos ímãs)

Parâmetro não atendido por circunstâncias de Projeto

$w := 2.0 \text{ mm}$ (Abertura da ranhura)

$B_\delta := 0.381 \text{ T}$ (valor de pico de indução magnética no entreferro)

$B_g := 0.254 \text{ T}$ (Densidade de fluxo magnético média no entreferro) $(0.4 \cdot \text{FRM} \cdot (\text{PC}/\text{PC}+1))$

$B_m := 0.381 \text{ T}$ (Densidade de fluxo magnético do ímã)

$B_{ys} := 1.6 \text{ T}$ (Densidade de fluxo magnético na coroa do estator)

$B_{yr} := 1.6 \text{ T}$ (Densidade de fluxo magnético na coroa do rotor)

$B_d := 1.6 \text{ T}$ (Densidade de fluxo magnético nos dentes do estator)

$$h_{tt} := 2 \text{ mm} \quad (\text{Altura do } tooth \text{ tip})$$

$$h_{ctt} := 2 \text{ mm} \quad (\text{Altura do complemento do } tooth \text{ tip})$$

$$J_{fio} := 3 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad (\text{Densidade de corrente elétrica nos fios})$$

$$TRV := 7 \frac{\text{kN}}{\text{m}^2} \quad (\text{Torque por unidade de volume) tabela 3.7 Miller}$$

$$\sigma := 3.5 \frac{\text{kN}}{\text{m}^2} \quad (\text{Tensão tangencial média para máquinas com ímãs de ferrite}).$$

Decorrente da definição.

PROCESSO DE CÁLCULO:

$$T := \frac{P_{nom}}{N_{m_rad}} = 81.85 \text{ N}\cdot\text{m} \quad (\text{Conjugado máquina})$$

$$V_r := \frac{T}{TRV} = 11.693 \text{ L} \quad (\text{Volume do rotor})$$

$$\chi := \frac{\pi}{4 \cdot p} \cdot \sqrt{p} = 0.3206 \quad (l/d \rightarrow \text{relação comprimento axial do rotor pelo seu diâmetro externo- Pyhonen})$$

$$Rdlp := \frac{1}{\chi} = 3.1188 \quad (\text{relação entre comprimento do pacote de chapas e o diâmetro externo do rotor})$$

$$D_{re} := \sqrt[3]{\left(\frac{4}{\pi} \cdot V_r \cdot Rdlp\right)} = 359.42 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro externo do rotor})$$

$$L_{stk} := \frac{D_{re}}{Rdlp} = 0.11524 \text{ m} \quad (\text{Comprimento do pacote de chapas})$$

$$D_{rai} := D_{re} - 2 \cdot h_m = 339.4244 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro do rotor abaixo dos ímãs})$$

$$D_{is} := D_{re} + 2 \cdot ag = 360.4244 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro interno do estator})$$

$$D_{ste} := D_{is} + 2 \cdot (h_{tt} + h_{ctt}) = 368.4244 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro do estator no topo do enrolamento})$$

$$\tau_g := \frac{360^\circ}{2 \cdot p} = 30^\circ \quad (\text{Passo Polar dos ímas em graus})$$

$$\tau_p := \frac{2 \cdot \pi}{2 \cdot p} = 0.5236 \text{ rad} \quad (\text{Passo polar dos ímas em radianos})$$

$$FRM := \frac{2}{3} \quad (\text{Fator de redução de largura do ímã}) \quad r := 1$$

$$\theta_{ig} := \tau_g \cdot FRM = 20^\circ \quad (\text{Abertura angular do ímã, em graus})$$

$$\theta_{ir} := \theta_{ig} \cdot \frac{\pi}{180} = 0.0061 \text{ rad} \quad (\text{Abertura angular do ímã, em radianos})$$

$$PC := \frac{h_m}{ag} = 20 \quad (\text{Coeficiente de permeância ímas})$$

$$W_m := \theta_{ig} \cdot \frac{D_{re}}{2} = 62.7 \text{ mm} \quad (\text{Largura dos ímas})$$

$$\Phi_g := \frac{(B_\delta \cdot L_{stk} \cdot D_{re} \cdot \pi \cdot FRM)}{2 \cdot p} = (2.8 \cdot 10^{-3}) \text{ Wb} \quad (\text{Fluxo no entreferro na frente de um ímã})$$

$$h_{yr} := \frac{\Phi_g}{2 \cdot B_{yr} \cdot L_{stk}} = 7.47 \text{ mm} \quad (\text{Altura da coroa do rotor})$$

$$h_{ys} := \frac{\Phi_g}{2 \cdot B_{ys} \cdot L_{stk}} = 7.47 \text{ mm} \quad (\text{Altura da coroa do estator})$$

$$D_{ri} := D_{rai} - (2 \cdot h_{yr}) = 324.4865 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro interno do rotor})$$

$$N_{ran} := m \cdot 2 \cdot p \cdot q = 27 \quad \text{unds} \quad (\text{Número de Ranhuras da máquina})$$

$$I := \frac{P_{nom}}{\sqrt{3} \cdot V} = 7.87 \text{ A} \quad (\text{Corrente nominal com carga resistiva})$$

$$f := N_m \cdot \frac{p}{2 \pi} = 35 \text{ Hz} \quad (\text{Frequência do rotor em Hz})$$

$$S_{fio} := \frac{I}{J_{fio}} = 2.624 \text{ mm}^2 \quad (\text{Seção transversal do fios})$$

$$D_{fio} := \sqrt{\frac{4}{\pi} S_{fio}} = 1.83 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro do fio})$$

$$B_{g1_pico} := \frac{4}{\pi \cdot r} \cdot \sin\left(\frac{FRM \cdot \pi}{2}\right) \cdot B_m = 0.4201 \text{ T} \quad (\text{Componente fundamental da indução magnética no entreferro produzida pelos ímãs com FRM = 2/3})$$

$$\Phi_p := \frac{2}{2 \cdot p} \cdot D_{re} \cdot L_{stk} \cdot B_{g1_pico} = (2.9 \cdot 10^{-3}) \text{ Wb} \quad (\text{Fluxo por polo - fundamental de Bm})$$

$$k_{enr} := 0.9597 \quad (\text{Fator de enrolamento}) - \text{ Ver Apêndice E}$$

$$V_{af} := \frac{V}{\sqrt{3}} = 127.02 \text{ V} \quad (\text{Tensão de fase})$$

$$E_{af} := 1.1 V_{af} = 139.719 \text{ V} \quad (\text{Estimação da fem a vazio})$$

$$C_{Dp} := 0.9 \quad (\text{constante de dispersão})$$

$$\Phi_{Dp} := C_{Dp} \cdot \Phi_p = (2.61 \cdot 10^{-3}) \text{ Wb} \quad (\text{Fluxo real que considera a perda de 10% em dispersão dos ímãs, ver imagem 2.8 a) na monografia bem como a equação 7})$$

$$N_{fase} := \frac{E_{af}}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot k_{enr} \cdot \Phi_{Dp}} = 358.67 \text{ unds} \quad (\text{Número de espiras em série por fase})$$

$$N_{bfase} := q \cdot 2 \cdot p = 9 \quad \text{unds} \quad (\text{Número de bobinas em série por fase - para enrolamentos de camada dupla})$$

$$N_{ebob} := \frac{N_{fase}}{N_{bfase}} = 40 \quad \text{unds} \quad (\text{Número de espiras por bobina})$$

$$N_{cran} := 2 \cdot N_{ebob} = 80 \quad \text{unds} \quad (\text{Número de condutores por ranhura})$$

$$Z := N_{ran} \cdot N_{cran} = 2152 \quad \text{unds} \quad (\text{Número total de condutores})$$

$$N_{cfase} := \frac{Z}{3} = 717 \quad \text{unds} \quad (\text{Número de condutores por fase})$$

$$N_{c_dom_cal} := 3 \cdot N_{cran} = 239 \quad (\text{Número de condutores por fase no domínio de cálculo - usado somente na simulação EFCAD})$$

$$F_{slot} := 0.45 = 45\% \quad (\text{Fator de preenchimento da ranhura})$$

$$S_{Cu} := N_{cran} \cdot S_{fio} = 209.17 \text{ mm}^2 \quad (\text{Seção total de cobre dentro da ranhura})$$

$$S_{ran} := \frac{S_{Cu}}{F_{slot}} = 464.83 \text{ mm}^2 \quad (\text{Área da ranhura})$$

$$S_p := \frac{D_{is} \cdot \pi}{N_{ran}} = 41.9373 \text{ mm} \quad (\text{Passo de ranhura na região interna do estator})$$

$$S_{pte} := \frac{D_{ste} \cdot \pi}{N_{ran}} = 42.8681 \text{ mm} \quad (\text{Passo de ranhura na região do topo do enrolamento})$$

$$bd := \frac{B_g \cdot S_p}{B_d} = 6.66 \text{ mm} \quad (\text{Largura dos dentes})$$

$$ha := S_{pte} - bd = 36.2106 \text{ mm} \quad (\text{Largura inferior da ranhura})$$

$$\alpha_{ran} := \frac{360^\circ}{N_{ran}} = 13.3^\circ \quad (\text{Passo de ranhura})$$

$$\alpha_{ran_rad} := \alpha_{ran} \cdot \frac{\pi}{180^\circ} = 0.233 \text{ rad}$$

$$hb := \sqrt{\left(4 \cdot \tan\left(\frac{\alpha_{ran_rad}}{2}\right) \cdot S_{ran}\right)^2 + ha^2} = 39.0964 \text{ mm} \quad (\text{Largura superior da ranhura})$$

$$S_d := \frac{2 \cdot S_{ran}}{ha + hb} = 12.3449 \text{ mm} \quad (\text{Altura da ranhura})$$

$$D_{sr} := D_{ste} + 2 S_d = 393.1141 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro do estator no fundo da ranhura})$$

$$D_{es} := D_{sr} + 2 \cdot h_{ys} = 408.052 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro externo do estator})$$

Correção pelo Fator de Carter

$$\delta := ag$$

$$b_1 := w$$

(Conversão na denominação das variáveis de modo a equivaler às variáveis do Pyhonen da equação 3.7 a e b)

$$k := \frac{2}{\pi} \cdot \left(\operatorname{atan}\left(\frac{b_1}{2\delta}\right) - \frac{2\delta}{b_1} \ln\left(\sqrt{1 + \left(\frac{b_1}{2\delta}\right)^2}\right) \right) = 0.44868 \quad (\text{Eq. 3.7 b - Pyhonen})$$

$$b_e := k \cdot b_1 = 0.8974 \text{ mm} \quad (\text{Eq. 3.7 a - Pyhonen})$$

$$\tau_u := \frac{D_{is}}{2} \cdot \alpha_{ran} = 41.94 \text{ mm} \quad (\text{Passo de ranhura expresso em comprimento de arco})$$

$$k_{Cs} := \frac{\tau_u}{\tau_u - b_e} = 1.021866 \quad (= \text{Fator de Carter}) \text{ Eq.3.8 Pyhonen}$$

$$ag_C := k_{Cs} \cdot ag = 0.5109 \text{ mm}$$

$$h_{m_C} := PC \cdot ag_C = 10.219 \text{ mm} \quad (\text{Nova altura dos ímãs com a modificação Carter})$$

Com a mudança da altura dos ímãs, h_m para h_{m_C} , há a necessidade de recalculer todas as equações descritas em função dessas duas variáveis - de modo direto e indireto. Portanto:

$$D_{rai} := D_{re} - 2 \cdot h_{m_C} = 338.99 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro do rotor abaixo dos ímãs})$$

$$D_{ri} := D_{rai} - (2 \cdot h_{yr}) = 324.049 \text{ mm} \quad (\text{Diâmetro interno do rotor})$$

$$PC_C := \frac{h_{m_C}}{ag} = 20.437 \quad (\text{Novo Coef. de Permeância})$$

Submodelo das indutâncias

Dimensões do desenho da figura 3.8 da monofrafia - Conceito de Langsdorf

$$h_1 := S_d$$

$$h_2 := 0.5 \text{ mm}$$

$$h_3 := 0.1 \text{ mm}$$

$$h_4 := h_{ctt}$$

$$h_5 := h_{tt}$$

$$w_1 := w$$

$$w_2 := \frac{ha + hb}{2} = 37.65 \text{ mm}$$

$$N_{ss} := \frac{N_{ran}}{N_{bfase}} = 3 \quad \text{unds} \quad (\text{Número de bobinas de um setor simétrico, por fase})$$

$$N_{rmf} := 2 \cdot N_{ss} = 6 \quad \text{unds} \quad (\text{Número de ranhuras ocupadas por lados de bobina de mesma fase})$$

$$N_{rfd} := 2 \cdot N_{ss} = 6 \quad \text{unds} \quad (\text{Número de ranhuras ocupados por lados de bobinas de fases diferentes})$$

$$L_1 := \mu_0 \cdot \left(2 \cdot \frac{N_{fase}}{2 \cdot p \cdot q} \right)^2 \cdot \frac{L_{stk} \cdot h_5}{w_1} = (920 \cdot 10^{-6}) \mathbf{H} \quad (\text{Indutância devido ao enlace de fluxo 1 -Fig 3.8})$$

$$L_2 := \mu_0 \cdot \left(2 \cdot \frac{N_{fase}}{2 \cdot p \cdot q} \right)^2 \cdot \frac{2 \cdot L_{stk} \cdot h_4}{w_1 + w_2} = (92.8 \cdot 10^{-6}) \mathbf{H} \quad (\text{Indutância devido ao enlace de fluxo 2 -Fig 3.8})$$

$$L_3 := \mu_0 \cdot \left(2 \cdot \frac{N_{fase}}{2 \cdot p \cdot q} \right)^2 \cdot \frac{L_{stk} \cdot h_3}{w_2} = (2.4 \cdot 10^{-6}) \mathbf{H} \quad (\text{Indutância devido ao enlace de fluxo 3 -Fig 3.8})$$

$$L_4 := \mu_0 \cdot \left(2 \cdot \frac{N_{fase}}{2 \cdot p \cdot q} \right)^2 \cdot \frac{L_{stk} \cdot (h_1 - h_2)}{6 \cdot w_2} = (48.2 \cdot 10^{-6}) \mathbf{H} \quad (\text{Indutância devido ao enlace de fluxo 4 -Fig 3.8})$$

$$L_5 := \mu_0 \cdot \left(2 \cdot \frac{N_{fase}}{2 \cdot p \cdot q} \right)^2 \cdot \frac{L_{stk} \cdot h_2}{w_2} = (12.2 \cdot 10^{-6}) \mathbf{H} \quad (\text{Indutância devido ao enlace de fluxo 5 -Fig 3.8})$$

$$L_6 := \mu_0 \cdot \left(2 \cdot \frac{N_{fase}}{2 \cdot p \cdot q} \right)^2 \cdot \frac{L_{stk} \cdot (h_1 - h_2)}{6 \cdot w_2} = (48.2 \cdot 10^{-6}) \mathbf{H} \quad (\text{Indutância devido ao enlace de fluxo 6 -Fig 3.8})$$

$$L_{T_{rmf}} := N_{rmf} \cdot (L_1 + L_2 + L_3 + L_4 + L_5 + L_6) = 0.006744 \mathbf{H}$$

(Indutância total devido ao enlace de fluxo em ranhruas de mesma fase)

$$\phi := 120^\circ \quad (\text{Ângulo elétrico entre fases do enrolamento trifásico})$$

$$L := 4 \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{N_{fase}}{2 \cdot p \cdot q} \right)^2 \cdot L_{stk} \cdot \left(\left(\frac{h_5}{w_1} + 2 \cdot \frac{h_4}{w_1 + w_2} + \frac{h_3}{w_2} \right) \cdot \left(\frac{1 + \cos(\phi)}{2} \right) + \frac{h_1}{24 \cdot w_2} \cdot (5 + 3 \cdot \cos(\phi)) + \frac{h_2}{24 \cdot w_2} \cdot (1 - 3 \cdot \cos(\phi)) \right) = (299.1 \cdot 10^{-6}) \mathbf{H}$$

$$L_{T_{rfd}} := N_{rfd} \cdot L = (1.795 \cdot 10^{-3}) \mathbf{H} \quad (\text{Indutância total devido ao enlace de fluxo em ranhuras de fases diferentes})$$

$$L_{slot} := L_{T_{rmf}} + L_{T_{rfd}} = 0.008538 \mathbf{H} \quad (\text{Indutância total de dispersão das ranhuras})$$

$$L_g := \frac{12 \cdot \mu_0 \cdot (k_{enr} \cdot N_{fase})^2 \cdot D_{is} \cdot L_{stk}}{\pi \cdot (2 \cdot p)^2 \cdot (ag + h_{m_C})} = 0.015305 \text{ H} \quad (\text{Indutância do entreferro})$$

$$M_g := \frac{-L_g}{3} = -0.005102 \text{ H} \quad (\text{Indutância mútua})$$

$$R := 0.447 \cdot \sqrt{S_{ran}} = 0.0096373 \text{ m}$$

$$\tau_b := 2 \quad (\text{Passo de bobina, em ranhuras})$$

$$R_e := \frac{\pi \cdot \tau_b}{N_{ran}} \cdot \left(\frac{D_{sr}}{2} - \frac{S_d}{2} \right) = 0.044305 \text{ m}$$

$$L_{end} := N_{bfase}^2 \cdot \mu_0 \cdot R_e \cdot N_{ebob}^2 \cdot \left(\ln \left(\frac{8 \cdot R_e}{R} \right) - 2 \right) = 0.011495 \text{ H} \quad (\text{Indutância da cabeça de bobina})$$

$$L_{aa} := L_{slot} + L_g + L_{end} = 0.035339 \text{ H} \quad (\text{Indutância própria de uma fase})$$

$$L_s := L_{aa} - M_g = 0.04044 \text{ H} \quad (\text{Indutância síncrona da máquina})$$

$$X_s := 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_s = 8.893 \text{ } \Omega \quad (\text{Impedância síncrona})$$

Submodelo elétrico

(Comprimento médio do enrolamento por fase) - com 20% de ajuste

$$l_{med} := 1.2 \cdot \left(2 \cdot (1.2 \cdot L_{stk}) + 2 \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \tau_b}{N_{ran}} \right) \cdot \left(\frac{D_{sr}}{2} - \frac{S_d}{2} \right) \right) = 544.57 \text{ mm}$$

$$\lambda_{Cu_{20}} := 1.72 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \cdot \text{m} \quad (\text{Resistividade do cobre na temperatura de 20° Celsius})$$

$$R_{f20} := \frac{\lambda_{Cu_{20}} \cdot l_{med} \cdot N_{fase}}{S_{fio}} = 1.28 \text{ } \Omega \quad (\text{Resistência de fase do enrolamento na temperatura de 20° Celsius})$$

$$\alpha_{20} := 0.0040 \frac{1}{1 \text{ } ^\circ\text{C}} \quad (\text{Coeficiente de varia\c{c}\~{o} da resist\~{e}ncia com a temperatura})$$

$$T_{Cu} := 100 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (\text{Temperatura de opera\c{c}\~{o} m\~{a}xima})$$

$$R_f := R_{f20} + (R_{f20} \cdot \alpha_{20} \cdot (T_{Cu} - 20 \text{ } ^\circ\text{C})) = 1.282 \ \Omega \quad (\text{Resist\~{e}ncia dos enrolamentos de armadura})$$

$$R_{carga} := \frac{V}{\frac{\sqrt{3}}{I}} = 16.133 \ \Omega \quad (\text{Resist\~{e}ncia de carga})$$

$$R_T := R_{carga} + R_f = 17.41 \ \Omega \quad (\text{Resist\~{e}ncia total})$$

$$P_{Cu} := 3 \cdot I^2 \cdot R_f = 238.32 \ \text{W} \quad (\text{Pot\~{e}ncia perdida por efeito Joule})$$

C\~{a}lculo de massa de material ativo

$$\rho_{Cu} := 8920 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$$

$$\rho_{Fe} := 7600 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$$

$$\rho_{ferrite} := 4900 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$$

(densidade do Cobre)

(densidade do Ferro)

(densidade do Ferrite)

$$M_{Cu} := S_{fio} \cdot l_{med} \cdot \frac{Z}{2} \cdot \rho_{Cu} = 13.717 \ \text{kg} \quad (\text{Massa de Cobre})$$

$$M_{\text{\u00ed}m\~{a}s} := 2 \cdot p \cdot W_m \cdot h_{m_C} \cdot L_{stk} \cdot \rho_{ferrite} = 4.344 \ \text{kg} \quad (\text{Massa dos \u00ed}m\~{a}s)$$

$$M_{Fe_yr} := \left(\frac{\pi}{4} \cdot (D_{rai}^2 - D_{ri}^2) \right) \cdot L_{stk} \cdot \rho_{Fe} = 6.813 \ \text{kg} \quad (\text{Massa de ferro do rotor})$$

$$M_{Fe_ys} := \left(\frac{\pi}{4} \cdot (D_{es}^2 - D_{sr}^2) \right) \cdot L_{stk} \cdot \rho_{Fe} = 8.233 \ \text{kg} \quad (\text{Massa de ferro da coroa do estator})$$

$$M_{Fe_d} := \rho_{Fe} \cdot L_{stk} \cdot N_{ran} \cdot \left(bd \cdot S_d + \left(\frac{\alpha_{ran} \cdot \frac{D_{is}}{2} - w + bd}{2} \right) \cdot h_{ctt} + \left(\alpha_{ran} \cdot \frac{D_{is}}{2} - w \right) \cdot h_{tt} \right) = 4.934 \ \text{kg}$$

(Massa de ferro dos dentes)

$$M_{T_{Fe}} := M_{Fe_{yr}} + M_{Fe_{ys}} + M_{Fe_d} = 19.98 \text{ kg} \quad (\text{Massa total de Ferro})$$

$$M_{TMA} := M_{T_{Fe}} + M_{Cu} + M_{imãs} = 38.041 \text{ kg} \quad (\text{Massa total de Material Ativo})$$

Perdas & Rendimento

$$p_{HFe} := 2.04 \frac{W}{kg} \quad (\text{Densidade de Perdas por Histerese no Ferro})$$

$$p_{FFe} := 0.76 \frac{W}{kg} \quad (\text{Densidade de Perdas por Foucault no Ferro})$$

$$k_{Hys} := 2 \cdot \frac{1}{Hz \cdot T^2} \quad (\text{Fator empirico para as perdas por histerese na coroa do estator})$$

$$k_{Fys} := 1.8 \cdot \frac{1}{Hz^2 \cdot T^2} \quad (\text{Fator empirico para as perdas por Foucault na coroa do estator})$$

$$k_{Hd} := 1.2 \cdot \frac{1}{Hz \cdot T^2} \quad (\text{Fator empirico para as perdas por histerese nos dentes do estator})$$

$$k_{Fd} := 1.5 \cdot \frac{1}{Hz^2 \cdot T^2} \quad (\text{Fator empirico para as perdas por Foucault nos dentes do estator})$$

$$P_{Hys} := k_{Hys} \cdot M_{Fe_{ys}} \cdot p_{HFe} \cdot \left(\frac{f}{50}\right) \cdot \left(\frac{B_{ys}}{1.5}\right)^2 = 26.752 \text{ W} \quad (\text{Perdas no ferro da coroa do estator por Histerese})$$

$$P_{Fys} := k_{Fys} \cdot M_{Fe_{ys}} \cdot p_{FFe} \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^2 \cdot \left(\frac{B_{ys}}{1.5}\right)^2 = 6.279 \text{ W} \quad (\text{Perdas no ferro da coroa do estator por Foucault})$$

$$P_{Hd} := k_{Hd} \cdot M_{Fe_d} \cdot p_{HFe} \cdot \left(\frac{f}{50}\right) \cdot \left(\frac{B_d}{1.5}\right)^2 = 9.62 \text{ W} \quad (\text{Perdas no ferro dos dentes por Histerese})$$

$$P_{Fd} := k_{Fd} \cdot M_{Fe_d} \cdot p_{FFe} \cdot \left(\frac{f}{50}\right)^2 \cdot \left(\frac{B_d}{1.5}\right)^2 = 3.136 \text{ W} \quad (\text{Perdas no ferro dos dentes por Foucault})$$

$$P_{Fe} := P_{Hys} + P_{Fys} + P_{Hd} + P_{Fd} = 45.787 \text{ W}$$

(Perdas no Ferro da máquina)

$$P_{saída} := 3 \cdot V_{af} \cdot I = 3000 \text{ W}$$

(Potência de saída da máquina)

$$P_{mec} := 0.05 \cdot P_{saída} = 150 \text{ W}$$

(Perdas mecânicas - Perdas por atrito, Perdas por ventilação)

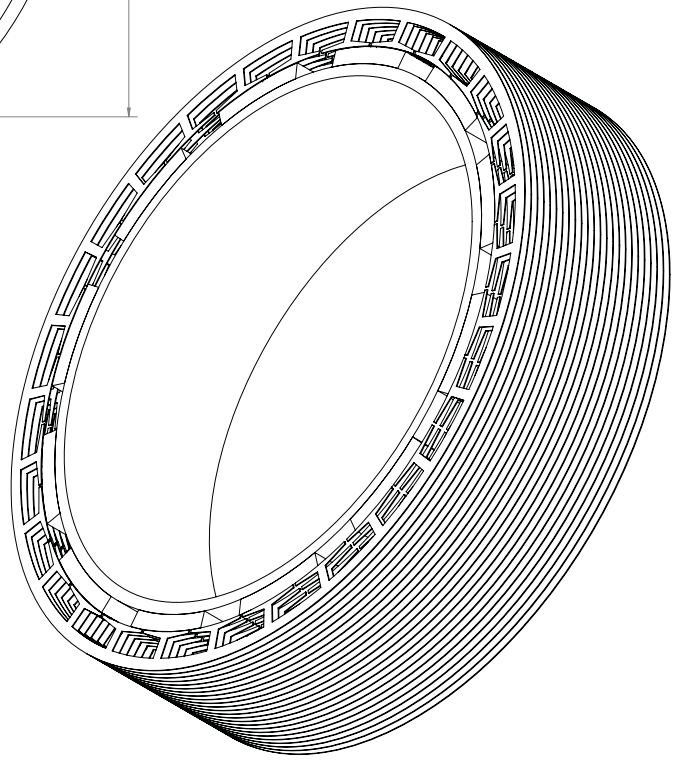
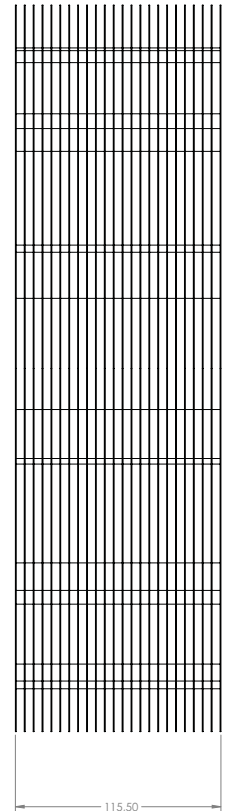
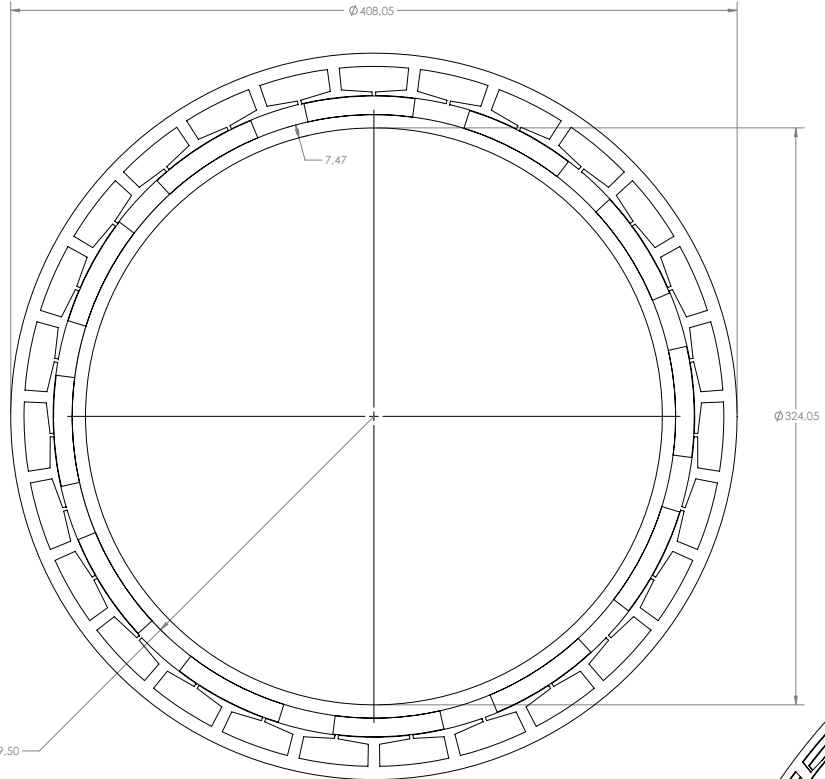
$$\eta := \frac{P_{saída}}{P_{saída} + P_{Cu} + P_{Fe} + P_{mec}} \cdot 100 = 87.36 \%$$



APÊNDICE G

Links para *download* dos códigos Gmsh e Matlab:

<https://www.dropbox.com/sh/hsqochmgtwfh0py/AACc8Yc3KM8eiDviPT3mXgR5a?dl=0>



SE NÃO ESPECIFICADO, DIMENSÕES EM MILÍMETROS		ACABAMENTO		REBARBADO		NÃO MEDIR ESCALA DO DESENHO		REVISÃO
ACABADA SUPERFÍCIE				QUANTAS				
RIGIDEZ				ARISTAS				
ANGULAR				RÓDULO				
DESIGN.	NOME	ASSINATURA	DATA			ESTADO		PMSG
VISÃO								
APROV.								
MANUSE.								
QUANTO								
				MATRIAL:		DES. Nº		
						ESCALA: 1:2		FOLHA 1 DE 1
				PESO:				



REFERÊNCIAS DOS APÊNDICES

ANOCIBAR, Hector Rolando. **Alternativa para a caracterização de ímãs permanentes com destacada anisotropia magnetocristalina sem desmagnetização irreversível**. 2011. 237 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2011.

CHAPMAN, Stephen J.. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5. ed. Porto Alegre - RS: AMGH, 2013. 698 p.

FOX, Robert W.; MCDONALD, Alan T.; PRITCHARD, Philip J. **Introdução à mecânica dos fluídos**. 7 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2010.

HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. **Design of Brushless Permanent-Magnet Motors**. [S.l.]: Magna Physics Publications and Clarendon Press, 1994.

HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. E. **Design of Brushless Permanent-Magnet Machines**. Venice, Flórida -EUA: Magna Physics Publishing & Oxford University Press, 2010.

INOVAÇÃO TECNOLÓGICA. Informática - **Memória antiferromagnética nasce para revolucionar o armazenamento de dados**. Inovação Tecnológica, 2016. Disponível em: <<http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=memoria-antiferromagnetica>>. Acesso em: 14 Outubro 2017.

MAGLEV COBRA. UFRJ - Universidade Federal do Rio de Janeiro. **LASUP - Laboratório de Aplicações de Supercondutores**, 2017. Disponível em: <<http://www.maglevcobra.coppe.ufrj.br/>>. Acesso em: 14 Outubro 2017.

MAGNETS98, AC. **Endereços Magnetização**. 2018. Disponível em: <<https://www.acmagnets98.com/pt-pt/imas/vocabulario/>>. Acesso em: 15 fev. 2018.

NOTAROS, B. M. **Eletromagnetismo**. São Paulo: Pearson Education do Brasil, v. Único, 2012.

OVERSHOOT, K.J. **Magnetism**: It is permanent! IEE Science Education & Technology Division: Chairman's Address, v. 138, janeiro 1991.

SANTOS, L. G. D.; FERREIRA, K. S.; SALES, F. H. S. **Efeitos de Campo Magnético Gerado por Ímã Permanente na Condutividade da Água**. VII CONNEPI - Congresso Norte Nordeste de Pesquisa e Inovação, Palmas- Tocantins, p. 5, Outubro 2012.

TAVARES, Ruben Daniel Silva. **Comparação experimental das características de funcionamento de um motor de ímanes permanentes com condições de alimentação diversas**. 2014. 135 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Eletrotécnica, Faculdade de Engenharia, Universidade do Porto - FEUP, Cidade do Porto - PT, 2014.

FITZGERALD, A. E. et al. **Máquinas Elétricas**. 7. ed. Porto Alegre - RS: AMGH, 2014. 724 p.

VENKATARATNAM, K. **Special Electrical Machines**. Kharagpur, Índia: Universities Press, v. Único, 2009.