UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

ESCOLA POLITÉCNICA

PAULO TORRES DE CARVALHO CORDOVIŁ

**Modelagem e aspectos construtivos de geradores
síncronos multifásicos para turbinas eólicas *offshore***

São Paulo

2018

PAULO TORRES DE CARVALHO CORDOVIŁ

**Modelagem e aspectos construtivos de geradores
síncronos multifásicos para turbinas eólicas *offshore***

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para obtenção do título de
Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr. Ivan Eduardo Chabu

São Paulo

2018

FICHA CATALOGRÁFICA

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, dede 2018

Assinatura do autor

Assinatura do orientador

Cordovil, Paulo

Modelagem e aspectos construtivos de geradores síncronos multifásicos para turbinas eólicas *offshore*/P. Cordovil -- versão corr. – São Paulo, 2018.
167 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Energia e Automação Elétricas.

1. Máquinas Elétricas 2. Máquinas Síncronas 3. Energia Eólica I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas. II.t.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS	3
1.1.1	Trem de potência para turbinas eólicas offshore.	3
1.1.2	Eletrônica de potência.	5
1.1.3	Oportunidades para máquinas elétricas multifásicas	5
1.2	OBJETIVOS	7
1.2.1	Objetivos específicos	7
2	ESTADO DA ARTE	8
2.1	VESTAS V164	8
2.2	GAMESA G135	9
2.3	SIEMENS SWT 6.0.....	11
2.4	GE HALIADE	11
2.5	COMENTÁRIOS GERAIS.....	12
3	ASPECTOS CONSTRUTIVOS	14
3.1	FORÇA MAGNETOMOTRIZ	14
3.2	DIMENSÕES PRINCIPAIS	15
3.2.1	Carregamento elétrico	16
3.3	FATOR DE ENROLAMENTO	17
3.3.1	Fator de distribuição	17
3.3.2	Fator de encurtamento de passo	19
3.3.3	Fator de torção de enrolamento.....	20
3.4	PARÂMETROS EM FUNÇÃO DAS DIMENSÕES PRINCIPAIS	21
3.4.1	Torque e densidade de torque.....	21
3.4.2	Força e densidade de força normal	22
3.4.3	Dimensões de ranhura e fluxo magnético no dente	23
3.4.4	Dimensões das coroas estatórica e rotórica	26
3.4.5	Impedância de base	27
3.4.6	Corrente e indutância de magnetização.....	28
3.5	INDUTÂNCIAS SEGUNDO EIXOS DQ	29
3.5.1	Indutâncias de dispersão	29
3.5.2	Indutâncias de magnetização segundo eixos d e q.....	30
3.6	ESTIMAÇÃO DO TAMANHO DO ENTREFERRO	32
3.7	INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DE RANHURA.....	34
3.7.1	Método geral para cálculo de kr	36
3.7.2	Cálculo de kr para máquinas elétricas trifásicas.	36
3.7.3	Cálculo de kr para máquinas elétricas de 5, 6 e 7 fases	38
3.7.4	Cálculo de kr para máquinas elétricas de nove ou mais fases	41
3.8	DEMAIS INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO	43

3.8.1	Indutância de dispersão de topo de dente	43
3.8.2	Indutância de dispersão harmônica	44
3.9	NÚMERO DE PARES DE POLOS.....	44
3.10	RESISTÊNCIA ELÉTRICA.....	45
3.11	DENSIDADE DE PERDAS NO COBRE.....	48
3.12	PERDAS NO FERRO.....	49
4	MODELAGEM DE TURBINA EÓLICA	50
4.1	CONVERSÃO DE ENERGIA.....	50
4.2	MODOS DE OPERAÇÃO	51
4.3	TREM DE POTÊNCIA	54
4.3.1	Parâmetros da caixa multiplicadora	54
4.3.2	Perdas mecânicas	55
4.3.3	Torque e potência no entreferro.....	56
4.4	INTERFACE GERADOR – ELETRÔNICA DE POTÊNCIA.....	57
4.4.1	Solução 1 – Gerador trifásico com conversores em paralelo	57
4.4.2	Solução 2 – Gerador de 6 fases com conversores em paralelo	58
4.4.3	Solução 3 – Gerador de 9 fases com conversores em paralelo	59
4.4.4	Solução 4 – Gerador de 18 fases	59
4.4.5	Perdas nos cabos.....	60
4.4.6	Comentários gerais.....	60
4.5	ELETRÔNICA DE POTÊNCIA.....	61
4.5.1	Cálculo das perdas médias.....	62
4.5.2	MSC - Controle de Torque.....	63
4.5.3	LSC – Fator de potência unitário	64
4.6	RENDIMENTO E COEFICIENTE DE POTÊNCIA ELÉTRICO	64
5	CIRCUITO MAGNÉTICO	65
5.1	TOPOLOGIA DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO	65
5.2	CÁLCULO DO CIRCUITO MAGNÉTICO.....	66
5.2.1	Fluxo e indução magnética no imã	67
5.2.2	Fluxo e indução magnética na coroa do rotor	68
5.2.3	Fluxo e indução magnética na coroa do estator.....	68
5.2.4	Fluxo e indução magnética no dente	68
5.2.5	Campos magnéticos.....	69
6	COMPARAÇÃO ENTRE DIFERENTES TOPOLOGIAS	71
6.1	RESULTADOS PARA CONDIÇÕES NOMINAIS DE OPERAÇÃO	72
6.2	RESULTADOS EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE DO VENTO	75
6.3	CONCLUSÃO.....	78
7	ANÁLISE POR ELEMENTOS FINITOS	79
7.1	INDUÇÃO E FLUXO MAGNÉTICOS	79

7.1.1	Indução e fluxo magnético no imã	80
7.1.2	Indução e fluxo magnético no entreferro	81
7.1.3	Indução e fluxo magnético na altura média das ranhuras	81
7.1.4	Indução magnética na coroa estatórica	83
7.1.5	Indução magnética na coroa rotórica	83
7.1.6	Discussão dos resultados	84
7.2	INDUTÂNCIAS	85
7.2.1	Variação L_d e L_q com posição angular do rotor	85
7.2.2	Variação L_d e L_q com i_d e i_q	87
7.2.3	Discussão dos resultados	88
7.3	PERFORMANCE GERADOR DE 9 FASES	89
7.3.1	Controle de torque	89
7.3.2	Comparação dos resultados	90
8	CONCLUSÃO	94
8.1	PROJETO E MODELAGEM DE MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS	94
8.2	GERADOR DE NOVE FASES PARA TURBINA EÓLICA DE 10MW	96
8.3	TEMAS PARA CONTINUAÇÃO	97
9	BIBLIOGRAFIA	99
10	APÊNDICE	105
	APÊNDICE A – ELETRÔNICA DE POTÊNCIA	105
	APÊNDICE B – FORÇA MAGNETOMOTRIZ	117
	APÊNDICE C – FATORES DE PROJETO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS	130
	APÊNDICE D – TEORIA GERAL DE MÁQUINAS ELÉTRICAS	137
	APÊNDICE E – TEORIA DE COMPONENTES SIMÉTRICAS	144
	APÊNDICE F – DRIVETRAIN PARA TURBINAS EÓLICAS	148

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – ENERGIA EÓLICA - CAPACIDADE INSTALADA MUNDIAL. -----	1
FIGURA 2 – TOPOLOGIA COM CONVERSORES <i>BACK-TO-BACK</i> EM PARALELO. -----	6
FIGURA 3 – TOPOLOGIA COM CONVERSORES <i>BACK-TO-BACK</i> TRIFÁSICOS PARA CADA <i>SET</i> TRIFÁSICO DO GERADOR. -----	6
FIGURA 4 – TREM DE POTÊNCIA GAMESA G135-5MW -----	10
FIGURA 5 – PATENTE ES2325844 – GAMESA -----	10
FIGURA 6 – DENSIDADE DE TORQUE. -----	13
FIGURA 7 – FATOR DE DISTRIBUIÇÃO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE FASES. -----	19
FIGURA 8 – REDUÇÃO DO VOLUME DO ENTREFERRO EM FUNÇÃO DE M E Q. -----	20
FIGURA 9 – ROTOR “TORCIDO” NA ESQUERDA. -----	20
FIGURA 10 – DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE MÁQUINAS DE IMÃS PERMANENTES. A) <i>SURFACE MAGNETS</i> . B) <i>INSET MAGNETS</i> C) <i>PM WITH MILD STEEL POLE SHOES</i> D) <i>BURIED MAGNETS</i> . -----	31
FIGURA 11 – DIMENSÕES DA RANHURA. -----	34
FIGURA 12 – Kr EM FUNÇÃO DO PASSO DE BOBINA PARA MÁQUINAS TRIFÁSICAS. -----	38
FIGURA 13 – Kr EM FUNÇÃO DO PASSO DE BOBINA PARA MÁQUINAS DE 5 E 6 FASES. -----	40
FIGURA 14 – Kr EM FUNÇÃO DE TC% PARA MÁQUINA DE 7 FASES. -----	41
FIGURA 15 – Kr EM FUNÇÃO DO PASSO DE BOBINA PARA MÁQUINAS ELÉTRICAS DE 9 FASES SIMÉTRICA OU ASSIMÉTRICA 3-STAR. -----	42
FIGURA 16 – CABEÇA DE BOBINA. -----	47
FIGURA 17 – PERDAS NO AÇO SILÍCIO M-15 0.46MM -----	49
FIGURA 18 – POTÊNCIA MECÂNICA NORMALIZADA E MODOS DE OPERAÇÃO. -----	52
FIGURA 19 – TSR E Cp MECÂNICO NORMALIZADOS. -----	52
FIGURA 20 – CARACTERÍSTICAS DA TURBINA EÓLICA. -----	53
FIGURA 21 – EFICIÊNCIA DA CAIXA MULTIPLICADORA -----	55
FIGURA 22 – CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO NO ENTREFERRO. -----	56
FIGURA 23 – SOLUÇÃO 1: GERADOR TRIFÁSICO COM CONVERSORES EM PARALELO -----	57
FIGURA 24 – SOLUÇÃO 2: GERADOR DE 6 FASES COM CONVERSORES EM PARALELO -----	58
FIGURA 25 – SOLUÇÃO 3: GERADOR DE 9 FASES COM CONVERSORES EM PARALELO -----	59
FIGURA 26 – SOLUÇÃO 4: GERADOR DE 18 FASES. -----	60
FIGURA 27 – ESTRATÉGIA MTPA. -----	63
FIGURA 28 – TOPOLOGIA DE EXCITAÇÃO POR IMÃS PERMANENTES. -----	65
FIGURA 29 – GEOMETRIA DO ROTÓRICA. -----	65
FIGURA 30 – GEOMETRIA DA RANHURA. -----	66
FIGURA 31 – PONTO DE OPERAÇÃO DO IMÃ -----	67
FIGURA 32 – CURVAS DE MAGNETIZAÇÃO. -----	69
FIGURA 33 – CURVA DE MAGNETIZAÇÃO NdFeB N48SH. -----	70
FIGURA 34 – COMPARAÇÃO ENTRE TOPOLOGIAS. -----	73

FIGURA 35 – COMPARAÇÃO ENTRE K_J E K_J^* .	74
FIGURA 36 – TENSÃO DE FASE E TENSÃO INDUZIDA	75
FIGURA 37 – CORRENTE POR CONVERSOR E FATOR DE POTÊNCIA	76
FIGURA 38 – RENDIMENTOS	77
FIGURA 39 – COEFICIENTE DE POTÊNCIA.	77
FIGURA 40 – MODELO 2D GERADOR DE NOVE FASES.	79
FIGURA 41 – MODELO GERADOR DE NOVE FASES EM FEMM.	80
FIGURA 42 – MODELO GERADOR DE NOVE FASES EM FEMM.	80
FIGURA 43 – INDUÇÃO MAGNÉTICA NO ENTREFERRO.	81
FIGURA 44 – INDUÇÃO MAGNÉTICA NOS DENTES (ALTURA MÉDIA).	82
FIGURA 45 – DISTRIBUIÇÃO ESPACIAL DO FLUXO MAGNÉTICO ÚTIL.	82
FIGURA 46 – CAMPO DE INDUÇÃO MAGNÉTICA NA COROA ESTATÓRICA.	83
FIGURA 47 – CAMPO DE INDUÇÃO MAGNÉTICA NA COROA ROTÓRICA.	84
FIGURA 48 – INJEÇÃO DE CORRENTE SEGUNDO EIXO-D.	86
FIGURA 49 – INJEÇÃO DE CORRENTE SEGUNDO EIXO-Q.	86
FIGURA 50 – $LDQ(\theta)$	87
FIGURA 51 – TENSÃO INDUZIDA E TENSÃO DE FASE	91
FIGURA 52 – CORRENTE DE FASE E FATOR DE POTÊNCIA	92
FIGURA 53 – RENDIMENTOS	92
FIGURA 54 – POTÊNCIA E COEFICIENTE DE POTÊNCIA.	93
FIGURA 55 – FIT VS VOLTAGE STRESS ABB HiPAK IGBT MODULES	106
FIGURA 56 – MODELO TÉRMICO MÓDULO IGBT.	109
FIGURA 57 – EXEMPLO MODELO TÉRMICO DO TIPO FOSTER.	110
FIGURA 58 – IMPEDÂNCIA TÉRMICA FZ3600R17HP4.	110
FIGURA 59 – PERDAS MÉDIAS EM FUNÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.	112
FIGURA 60 – CIRCUITO TÉRMICO COMPLETO MÓDULO IGBT.	113
FIGURA 61 – APROXIMAÇÃO PARA CÁLCULO DA POTÊNCIA INSTANTÂNEA.	113
FIGURA 62 – RETIFICAÇÃO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO.	114
FIGURA 63 – INVERSÃO COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO.	114
FIGURA 64 – T_{vj} PARA DIFERENTES VALORES DE FREQUÊNCIA.	115
FIGURA 65 – REDUÇÃO DA CAPACIDADE DE CORRENTE PARA BAIXOS VALORES DE FREQUÊNCIA ELÉTRICA.	116
FIGURA 66 – HARMÔNICAS ESPACIAIS NA FMM EM MÁQUINAS DE 9 FASES, SEQUÊNCIA POSITIVA.	125
FIGURA 67 – HARMÔNICAS ESPACIAIS NA FMM EM MÁQUINAS DE 9 FASES, SEQUÊNCIA NEGATIVA.	126
FIGURA 68 – COMPARAÇÃO ENTRE HARMÔNICAS ESPACIAIS DA FMM DE MÁQUINAS SIMÉTRICAS E <i>N-STAR</i> .	127
FIGURA 69 – ESQUERDA: POLO CILÍNDRICO. DIREITA: POLO RETANGULAR.	130
FIGURA 70 – COMPARAÇÃO ENTRE VALORES DE REFERÊNCIA PARA $Le2$.	135
FIGURA 71 – APROXIMAÇÃO DE CABEÇA DE BOBINA.	135

FIGURA 72 – FATORES EMPÍRICOS PARA CÁLCULO DE INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DE CABEÇA DE BOBINA. -----	136
FIGURA 73 – TRANSFORMAÇÃO REAL DERIVADA DA TRANSFORMAÇÃO COMPLEXA DE COMPONENTES SIMÉTRICAS. --	146
FIGURA 74 – TOPOLOGIA <i>DIRECT-DRIVE</i> (<i>SIEMENS</i>)-----	148
FIGURA 75 – TOPOLOGIA DE MÉDIA VELOCIDADE (<i>VESTAS</i>) -----	148
FIGURA 76 – TREM DE POTÊNCIA TÍPICO DE ALTA VELOCIDADE. -----	149

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS THE SWITCH 8.6MW	9
TABELA 2 – FUSIONDRIVE	12
TABELA 3 – FATORES KD E KQ PARA MÁQUINAS DE IMÃS PERMANENTES.	32
TABELA 4 – SETORES ASSOCIADOS À CADA FASE POR PASSO POLAR.....	37
TABELA 5 – FASES ASSOCIADAS À CADA SETOR POR PASSO POLAR PARA MÁQUINA DE 5 FASES.	38
TABELA 6 – POSSÍVEIS CONFIGURAÇÕES DE RANHURA PARA FASE 1 E VALORES DE θ_R PARA MÁQUINA DE 5 FASES.	38
TABELA 7 – FASES ASSOCIADAS À CADA SETOR POR PASSO POLAR PARA MÁQUINA DE 7 FASES.	39
TABELA 8 – POSSÍVEIS CONFIGURAÇÕES DE RANHURA PARA FASE 1 E VALORES DE θ_R PARA MÁQUINAS DE 7 FASES....	39
TABELA 9 – FASES ASSOCIADAS À CADA SETOR DO PASSO POLAR, MÁQUINA DE 6 FASES SIMÉTRICAS, FAIXA DE FASE DE 30º.....	39
TABELA 10 – FASES ASSOCIADAS À CADA SETOR DO PASSO POLAR, MÁQUINA DE 6 FASES SIMÉTRICAS, FAIXA DE FASE DE 60º.....	39
TABELA 11 – FASES ASSOCIADAS À CADA SETOR POR PASSO POLAR PARA MÁQUINA DE 6 FASES 2-STAR.	40
TABELA 12 – POSSÍVEIS CONFIGURAÇÕES DE RANHURA PARA FASE 1 E VALORES DE θ_R PARA MÁQUINAS DE 6 FASES 2-STAR.	40
TABELA 13 – KRTC% PARA MÁQUINAS DE 5, 6 (2-STAR) E 7 FASES.	41
TABELA 14 – FASES ASSOCIADAS À CADA SETOR POR PASSO POLAR PARA MÁQUINA DE 9 FASES SIMÉTRICA.	42
TABELA 15 – POSSÍVEIS CONFIGURAÇÕES DE RANHURA PARA FASE 1 E VALORES DE θ_R PARA MÁQUINAS DE 9 FASES SIMÉTRICA.	42
TABELA 16 – FASES ASSOCIADAS À CADA SETOR POR PASSO POLAR PARA MÁQUINA DE 9 FASES 3-STAR.	42
TABELA 17 – POSSÍVEIS CONFIGURAÇÕES DE RANHURA PARA FASE 1 E VALORES DE θ_R PARA MÁQUINAS DE 9 FASES 3-STAR.	42
TABELA 18 – VALORES DE REFERÊNCIA PARA KJ (PELLEGRINO, 2016, P. 29)	48
TABELA 19 – PARÂMETROS DO AÇO-SILÍCIO M-15	49
TABELA 20 – PARÂMETROS DA TURBINA EÓLICA	53
TABELA 21 – PERDAS NOMINAIS MECÂNICAS DO GERADOR.....	56
TABELA 22 – CONDIÇÕES NOMINAL DE OPERAÇÃO NO ENTREFERRO.....	56
TABELA 23 – COMPARAÇÃO FUNCIONAL ENTRE SOLUÇÕES.	61
TABELA 24 – PARÂMETROS À 125ºC FZ3600R17HP4.....	62
TABELA 25 – PARÂMETROS DO IMÃ NDFEB N48SH.	70
TABELA 26 – CONDIÇÕES DE PROJETO.....	71
TABELA 27 – RESULTADOS	72
TABELA 28 – COMPARAÇÃO DE RESULTADOS	84
TABELA 29 – RESULTADOS LD, LQ EM FEMM.....	87
TABELA 30 – LD (ID,IQ).	88
TABELA 31 – LQ (ID,IQ).	88
TABELA 32 – PONTOS DE OPERAÇÃO FEMM	90

TABELA 33 – CONDIÇÕES NOMINAIS DE OPERAÇÃO	91
TABELA 34 – POTÊNCIA E COEFICIENTE DE POTÊNCIA.	93
TABELA 35 – PARÂMETROS DE MÓDULOS IGBT ABB HiPAK (ABB, 2016).....	106
TABELA 36 - POTÊNCIA POR CONVERSOR TRIFÁSICO	107
TABELA 37 – VALORES DE REFERÊNCIA PARA LE2 (LIWSCHITZ-GARIK E WHIPPLE, 1947, p. 71)	134

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2L-BTB	<i>2 Level Back-to-Back</i>
AC	<i>Alternating Current</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFIG	<i>Double Feed Induction Generator</i>
EWEA	<i>European Wind Energy Association</i>
FEMM	<i>Finite Element Method Magnetics</i>
FIT	<i>Failures in Time</i>
FMM	<i>Força Magnetomotriz</i>
GE	<i>General Electric</i>
GTO	<i>Gate turn-off thyristor</i>
GWEC	<i>Global Wind Energy Council</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGCT	<i>Integrated Gate Commutated Thyristor</i>
IPOSIM	<i>Infineon power simulation program</i>
LCOE	<i>Levelized Cost of Energy</i>
LSC	<i>Line Side Converter</i>
MSC	<i>Machine Side Converter</i>
MTPA	<i>Maximum Torque per Ampere</i>
MTPV	<i>Maximum Torque per Voltage</i>
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped</i>
RPM	<i>Rotações por minuto</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TSR	<i>Tip Speed Ratio</i>
VSD	<i>Vector Space Decomposition</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

<i>Símbolo</i>	<i>Unidade</i>	<i>Descrição</i>
α	-	Fator de Steinmetz
α_{sp}	°	Tamanho da sapata polar em graus elétricos
A_{cu}	m^2	Área de cobre
A_d	m^2	Área do diodo
A_{Igbt}	m^2	Área do IGBT
A_p	m^2	Área polar
A_q	A_{rms}/m	Carregamento elétrico
A_s	mm^2	Área da ranhura
b_s, b_{s1}	mm	Abertura mínima e máxima da ranhura
b_t	mm	Largura mínima do dente
b_{vr}, b_{vs}	mm	Largura do duto de ventilação no rotor e estator
B_c	T	Campo de indução magnética coercivo
B_g	T	Valor de pico do campo de indução magnética no entreferro.
B_{gm}	T	Valor médio do campo de indução magnética no entreferro
B_m	T	Campo de indução magnética do imã
B_{sy}	T	Campo de indução magnética na coroa estatórica
B_{ry}	T	Campo de indução magnética na coroa rotórica
B_{tm}	T	Campo de indução magnética máximo no dente
β	°	Ângulo de <i>pitch</i> das pás da turbina eólica
c_g, c_g'	-	Fatores auxiliar para cálculo de kd e kq
$\cos(\varphi)$	-	Fator de potência interno
C_p	-	Coeficiente de potência mecânico da turbina eólica
C_{pmax}	-	Coeficiente de potência mecânico máximo
C_{pe}	-	Coeficiente de potência elétrico
C_{th}	J/K	Capacidade térmica
$d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5$	mm	Dimensões da ranhura
D_{ext_max}	m	Valor máximo para o diâmetro externo do gerador
D_g	m	Diâmetro do entreferro
δ	°	Encurtamento de passo
Δ	°	Ângulo de inclinação da ranhura
E_f	V_{rms}	Tensão induzida (vazio) por fase
E_n	V_{rms}	Tensão em vazio nominal do gerador (linha)
f_e	Hz	Frequência elétrica
f_{mec}	Hz	Frequência mecânica
f_g	Ae	Força magnetomotriz no entreferro
f_n	Ae	Força magnetomotriz produzida pela fase n
f_{ry}	Ae	Força magnetomotriz na coroa rotórica
f_{sy}	Ae	Força magnetomotriz na coroa estatórica
f_t	Ae	Força magnetomotriz no dente
f_{pnom}	-	Fator de potência nominal do gerador
F_0	Ae	Força magnetomotriz por polo
F_h	Ae	Força magnetomotriz resultante para harmônica de ordem h
F_{mm}	Ae	Força magnetomotriz resultante
F_{nx}	N	Força normal no eixo-x
F_{ny}	N	Força Normal no eixo-y

γ	-	Constante para estimação do entreferro
h	-	Harmônica de ordem h
h_s	mm	Altura da ranhura
h_{ry}	mm	Comprimento da coroa rotórica
h_{sy}	mm	Comprimento da coroa estatórica
H_c	A/m	Campo magnético coercivo
H_g	A/m	Campo magnético no entreferro
H_m	A/m	Campo magnético no imã
H_{ry}	A/m	Campo magnético na coroa rotórica
H_{sy}	A/m	Campo magnético na coroa estatórica
$H_{t0}, H_{t1}, H_{t2}, H_{t3}$	A/m	Campos magnéticos no dente
i_d, i_q	-	Corrente de fase segundo eixos d e q em p.u
i_s	-	Corrente de fase em p.u
I_f	A_{rms}	Corrente de fase
I_{mag}	A_{rms}	Corrente de magnetização
I_{max}	A_{rms}	Corrente máxima por conversor trifásico
I_n	A_{rms}	Corrente de fase nominal do gerador
I_r	A_{rms}	Corrente eficaz na ranhura
J_r	A_{rms}/mm^2	Densidade de corrente na ranhura
k_1, k_2	-	Fatores auxiliares para cálculo de perdas no ferro
k_b	kW.s	Fator de perdas nos rolamentos do gerador
k_{ch}	-	Fator de encurtamento de passo para harmônica de ordem h
k_{cs}	-	Fator de Carter para estator
k_d, k_q	-	Fatores de permeância para eixos d e q
k_{dh}	-	Fator de distribuição do enrolamento para harmônica de ordem h
k_{dis}	-	Fator de dispersão
k_{eh}	-	Fator de enrolamento para harmônica de ordem h
k_{pre}	-	Fator de preenchimento da ranhura (<i>fill factor</i>)
k_r, k_{xt}, k_{xco}	-	Parâmetros para cálculo da indutância de dispersão de ranhura
k_s	-	Razão entre abertura de ranhura e passo de ranhura
k_{sat}	-	Fator de saturação
k_{skh}	-	Fator de inclinação de ranhura para harmônica de ordem h
k_w	kW.s ²	Fator de perdas de atrito viscoso
K_j	kW/m ²	Densidade de perdas Joule no entreferro
K_j^*	kW/m ²	Densidade de perdas no entreferro (Cobre e Ferro)
λ, λ_{opt}	-	<i>Tip Speed Ratio</i> e valor ótimo de λ
l_{bl}	H	Indutância de dispersão harmônica
l_{bm}	m	Comprimento médio da bobina
l_{dis}	H	Indutância de dispersão
l_e	m	Comprimento total da cabeça da bobina
l_{e1}, l_{e2}, l_{e3}	m	Dimensões da cabeça da bobina
l_{ew}	H	Indutância de dispersão de final de enrolamento
l_g	mm	Entreferro mínimo (eixo-d)
l_g'	mm	Entreferro equivalente
l_m	mm	Altura do imã
l_{sy}, l_{ry}	mm	Dimensões das coroas estatórica e rotórica
l_{tt}	H	Indutância de dispersão de topo de dente
L_{ef}, L_{ef_max}	m	Comprimento efetivo e valor máximo para L_{ef}

L_m, L_{md}, L_{mq}		Indutância de magnetização indutâncias de magnetização segundo eixos d e q.
m	-	Número de fases
m_a	-	Índice de modulação em amplitude.
η	-	Rendimento
n_d	-	Número de dutos de ventilação
η_g	-	Rendimento global
η_{nom}	-	Rendimento nominal do gerador
n_s	-	Número de condutores por ranhura
N	-	Número de estágios da caixa multiplicadora
N_{gp}	-	Número de grupos em paralelo
N_n	RPM	Rotação mecânica nominal do gerador
N_s	-	Número total de ranhuras
N_{sf}	-	Número de bobinas em série por fase
p	-	Número de pares de polos
p	-	Potência em p.u da turbina (rendimento da caixa multiplicadora)
p_b	Wb/A_e	Permeância magnética do circuito na parte de baixo da ranhura
p_t	Wb/A_e	Permeância magnética do circuito no topo da ranhura
p_{tb}	Wb/A_e	Permeância magnética mútua entre os circuitos no topo e na parte de baixo da ranhura
ρ_{cu}	Ωm	Resistividade do cobre
P_b	W	Perdas nos rolamentos
P_{cable}	W	Perdas nos cabeamentos
$P_{D_cond_avg}$	W	Perdas por condução médias no Diodo
$P_{D_sw_avg}$	W	Perdas de chaveamento médias no Diodo
$P_{I_cond_avg}$	W	Perdas por condução médias no IGBT
$P_{I_sw_avg}$	W	Perdas de chaveamento médias no IGBT
P_{fe}	W	Perdas no ferro
P_{gap}	W	Potência no entreferro
P_{gb_loss}	W	Perdas na caixa multiplicadora
P_{gen_loss}	W	Perdas no gerador elétrico
P_{gm_loss}	W	Perdas mecânicas no gerador elétrico
P_{LSC_loss}	W	Perdas no inversor
P_{MSC_loss}	W	Perdas no retificador
P_n	MW	Potência nominal do gerador
P_u	W	Potência eólica
P_w	W	Perdas por atrito viscoso
P_t	W	Potência mecânica da turbina eólica
φ_m	Wb	fluxo magnético produzido pelo imã
φ_p	Wb	Fluxo magnético por polo
$\varphi_{\tau s}$	Wb	Fluxo magnético por passo de ranhura
φ_u	Wb	Fluxo magnético útil
Ψ_{pm}	V/s	Constante de fluxo magnético
q	-	Número de ranhuras por polo e por fase
q'	-	Número de ranhuras por polo e por fase equivalente
σ_m	N/m^2	Magnetic shear stress
σ_n	N/m^2	Densidade de força normal no entreferro
σ_t	Nm/m^2	Densidade de torque no entreferro

R	m	Raio do rotor da turbina eólica
R_{cable}	Ω	Resistência elétrica dos cabos entre os conversores eletrônicos de potência e o transformador elevador
R_{th}	K/W	Resistência térmica
S	VA	Potência Aparente
τ_b	mm	Passo de bobina
τ_p	mm	Passo polar
τ_s, τ_{s_min}	mm	Passo de ranhura e passo de ranhura mínimo
τ_{shoe}	mm	Largura da sapata polar
T	Nm	Torque
T_n	Nm	Torque Nominal do gerador
T_{gap}	Nm	Torque no entreferro
T_t, T_{t_opt}	Nm	Torque da turbina eólica e torque ótimo da turbina eólica
T_a, T_{a_max}	$^{\circ}C$	Temperatura ambiente e Temperatura ambiente máxima
T_{vj}, T_{vj_max}	$^{\circ}C$	Temperatura da junção e Temperatura máxima da junção dos semicondutores
θ	rad	Posição angular
θ_r	rad	Defasagem de fase entre as correntes na bobina superior e inferior da ranhura
θ_n	rad	Posição Angular do eixo magnético da fase genérica n
U	m/s	Velocidade de vento
μ_0	H/m	Permeabilidade magnética do vácuo
μ_r	-	Permeabilidade magnética relativa
V_n	V_{rms}	Tensão nominal
ω	rad/s	Velocidade angular elétrica
ω_t	rad/s	Rotação mecânica da turbina
x	m	Posição espacial
x	-	Variável auxiliar para cálculo de FMM
x_m	-	Reatância de magnetização em p. u
x_s	-	Reatância síncrona em p.u
Z_b	Ω	Impedância de base
Z_{th}	K/W	Impedância térmica

RESUMO

Neste trabalho desenvolve-se uma análise sobre o estado da arte e tendências para projeto de geradores elétricos em turbinas eólicas *offshore*. A conjunção dos requerimentos de alta confiabilidade e potência, criam condições adequadas para a aplicação de máquinas elétricas multifásicas nesse setor. Desta forma, optou-se por estudar as características e condições de projeto de máquinas elétricas multifásicas, simétricas ou assimétricas. Com esta finalidade, os métodos analíticos de projeto de máquinas elétricas trifásicas são revisitados e estendidos, quando necessário, para diferentes configurações multifásicas. O foco do trabalho, consiste em desenvolver e explorar temas de projeto de geradores elétricos multifásicos, síncronos de ímãs permanentes, com enrolamentos distribuídos de dupla camada. Para estudo de caso, realiza-se a comparação entre o projeto de quatro topologias diferentes. Nomeadamente, compara-se o projeto de geradores de três, seis, nove e dezoito fases para turbinas eólicas *offshore* de 10 MW. A configuração com gerador de nove fases apresenta os melhores resultados, com densidade de torque 10,96% superior à densidade de torque desenvolvida pela máquina trifásica analisada. Por fim, a metodologia analítica desenvolvida para o projeto de máquinas elétricas multifásicas é verificada usando o método de elementos finitos bidimensional, para o gerador síncrono de ímãs permanentes de nove fases.

Palavras chave: Máquinas elétricas. Máquinas elétricas multifásicas. Projeto de máquinas elétricas. Energia eólica.

ABSTRACT

The state of the art and future trends for offshore wind turbines were reviewed. Due to its fault-tolerant characteristic, multiphase electrical generators were identified as strong candidates to meet the power and resilience targets of the offshore wind sector. In this work, the design aspects of three-phase electrical machines are reviewed and extended to different multiphase configurations. The main focus of the work is to develop an analytical design methodology for multiphase, symmetrical and asymmetrical, synchronous generators with double-layer distributed windings. As a case study, the project of a three-phase, six-phase, nine-phase and eighteen-phase permanent magnet synchronous generators were compared for a 10MW offshore wind turbine. The best results were found for the nine-phase topology, with a torque density 10.96% higher than the torque density of the analysed three-phase machine. The developed design methodology was validated with a finite element analysis of the nine-phase permanent magnet generator.

Keywords: Electrical machines. Multiphase electrical machines. Design aspects of electrical machines. Wind energy.

1 INTRODUÇÃO

A geração de energia elétrica por meio de turbinas eólicas cresce de forma significativa desde a década de 80, com especial expressividade após o ano 2000. De acordo com o *Global Wind Energy Council* (GWEC, 2016, p. 14), (GWEC, 2017, p. 18), a capacidade instalada em parques eólicos aumentou de 17.4GW no ano 2000 para 486,7 GW no final de 2016. Destes 486,7 GW, 472.4 GW correspondem a turbinas eólicas em terra firme (*onshore*) enquanto 14,4 GW correspondem a instalações no ambiente marinho, *offshore* (GWEC, 2017, p. 61). A evolução da capacidade instalada mundial em parques eólicos é apresentada na Figura 1.

Figura 1 – Energia eólica - Capacidade instalada mundial.

Fonte: adaptado de (GWEC, 2016), (GWEC, 2017).

A tecnologia utilizada em turbinas eólicas *onshore* é madura. A solução dominante utiliza turbinas eólicas de potência nominal entre 1,5 a 3,5 MW, caixa multiplicadora de 3 estágios (EUROPEAN COMMISSION, 2015, p. 24) e geradores de indução duplamente alimentados (DFIGs). DFIGs são atrativos para aplicações eólicas pois permitem operação em velocidade variável com conversor eletrônico de potência reduzida, tipicamente 30% da potência nominal do gerador (ANAYA-LARA, CAMPOS-GAMOA, *et al.*, 2014, p. 7).

Embora a capacidade instalada em parques eólicos *offshore* seja ainda bastante inferior à capacidade instalada em parques *onshore*, este setor cresce significativamente, principalmente, após 2010. As limitações do recurso eólico em

terra firme e o comprometimento com as metas de redução de emissões de CO₂, são os principais fatores que motivam o crescimento do setor eólico *offshore*.

A União Europeia concentra a maior parte de instalações *offshore*, com 12.6 GW dos 14.4 GW instalados até o final de 2016 (EWEA, 2017, p. 6). De acordo com (WIND EUROPE, 2017), projeta-se atingir entre 49 e 99 GW de capacidade instalada em parques eólicos *offshore* na União Europeia até 2030. O maior desafio deste setor consiste em aumentar a sua competitividade econômica em relação às outras formas de produção de eletricidade.

De acordo com (BVG ASSOCIATES, 2012, p. 48-49) e (IEA, 2016, p. 30), para parques eólicos *offshore*, os principais avanços tecnológicos para a redução do custo por unidade de energia (USD/MWh, *Levelized Cost of Energy*, LCOE) são: o aumento da potência instalada por turbina eólica e o aumento da durabilidade e de confiabilidade dos seus componentes. Nesse sentido, espera-se que uma turbina eólica *offshore* típica, em 2030, terá capacidade instalada de 11 MW e, para turbinas eólicas flutuantes, 9 MW (IEA, 2016, p. 25).

O aumento da capacidade instalada por turbina eólica contribui para o aumento da competitividade do projeto eólico, principalmente devido à redução dos custos de instalação e de infraestrutura (fundações, cabeamentos submarinos, transformadores...). Maior durabilidade e confiabilidade dos componentes da turbina colaboram para mitigar riscos e custos de manutenção corretiva (BVG ASSOCIATES, 2012, p. 48-49).

A mitigação dos riscos, relativos à necessidade de manutenção corretiva, é imprescindível em projetos eólicos *offshore*. Em primeiro lugar, por conta da complexidade das operações envolvidas, os custos com embarcações e mão de obra qualificada são elevados. Um segundo fator, que aumenta de forma indireta os custos de manutenção corretiva, é a disponibilidade de acesso ao parque. Os fatores críticos são a disponibilidade das embarcações e as condições climáticas (velocidade do vento, luminosidade, tamanho das ondas, velocidade das correntes marítimas). Em (BRAAM, 2002) estima-se que 89,4% do tempo necessário para a atividade de manutenção corresponde à espera das condições climáticas adequadas. Além disso,

mais de 50% do custo total de manutenção é composto pela energia que não pode ser vendida no período (*revenue costs*) (BRAAM, 2002).

1.1 MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS

Máquinas elétricas multifásicas, número de fases superior a três, são utilizadas em setores específicos da indústria onde, em geral, requer-se alta potência e confiabilidade. As duas principais características de máquinas elétricas multifásicas que justificam sua adoção no lugar de máquinas trifásicas são:

- a) Capacidade de manter o campo magnético girante no entreferro, mesmo em condição de falha de uma ou, possivelmente, mais fases.
- b) Divisão da corrente total da máquina em um maior número de fases.

A possibilidade de se continuar em operação, mesmo em caso de falha de um ou mais enrolamentos, é especialmente importante em aplicações onde resiliência e confiabilidade são essenciais. No caso de aplicações eólicas *offshore*, onde o tempo de espera para uma oportunidade de manutenção pode ser longo, essa característica pode contribuir de forma significativa para o sucesso econômico do projeto.

A possibilidade de se dividir a corrente total da máquina em um número maior de fases é, também, desejável. Para sustentar este argumento é necessário explorar as particularidades do trem de potência (*drivetrain*), tipicamente adotados para turbinas eólicas *offshore*, e as características dos conversores eletrônicos de potência.

1.1.1 Trem de potência para turbinas eólicas offshore.

Drivetrain ou trem de potência de uma turbina eólica consiste no sistema eletromecânico que converte a energia mecânica de rotação do rotor da turbina eólica em energia elétrica na saída do gerador. Tipicamente, o trem de potência de uma turbina eólica é composto pelos seguintes componentes: Eixo mecânico da turbina (baixa velocidade), caixa multiplicadora, eixo mecânico de alta ou média velocidade, gerador elétrico e estruturas auxiliares de suporte mecânico e de refrigeração. Mais detalhes sobre diferentes configurações de trens de potência normalmente adotados em turbinas eólicas são apresentados no Apêndice F.

A configuração mais comum para o trem de potência de turbinas eólicas *offshore* utiliza geradores síncronos de ímãs permanentes de baixa ou média velocidade. Uma desvantagem importante de DFIGs em aplicações eólicas de alta potência é a necessidade de caixa multiplicadora com elevada taxa de transmissão (por exemplo, 100:1). O projeto de caixas multiplicadoras de alta velocidade é extremamente complexo para turbinas eólicas *offshore* por conta dos níveis elevados de torque de entrada, variando, por exemplo, entre 8000 e 9900 kNm para turbinas de 8MW (WINENERGY, 2017), (ZF, 2017).

Além disso, máquinas de indução duplamente alimentadas requerem anéis coletores que conectam os circuitos do rotor ao conversor eletrônico de potência. Os anéis coletores são componentes que precisam de manutenção frequente, o que é indesejável no ambiente marinho.

As configurações com máquinas síncronas de baixa velocidade são soluções *direct-drive*, que não utilizam caixa multiplicadora entre o eixo principal da turbina e o gerador elétrico. As desvantagens desta topologia são as grandes dimensões do gerador elétrico, por conta da baixa rotação mecânica, e a necessidade de se utilizar conversores eletrônicos com a mesma potência do gerador. Em aplicações eólicas *offshore*, as principais referências com sistemas *direct-drive* são as turbinas Siemens SWT 8.0, com 167 m de diâmetro e 8 MW, e a turbina da GE *Haliade*, com 150 m de diâmetro e 6MW (GE, 2016b) (SUN & WIND ENERGY, 2017).

A solução intermediária consiste na adoção de caixa multiplicadora de média velocidade. Normalmente, a caixa multiplicadora é composta por dois ou três estágios planetários e tem taxa de multiplicação entre 35 e 45:1 (WINENERGY, 2017), (WIND TURBINE MODELS, 2015), (ZF, 2017). O aumento da rotação do eixo mecânico do gerador possibilita o projeto de máquinas elétricas com dimensões menores, trazendo benefícios para manufatura, manuseio e transporte do gerador. Para exemplificar este ponto comenta-se que os limites típicos de altura e largura para cargas rodoviárias, que não precisam de escolta policial, são de 4,3 m e 3 m, respectivamente (JOCKEL, 2003, p. 129). Na mesma referência, estima-se que as dimensões externas máximas do gerador, de forma a se enquadrar nesta legislação, deverão ser inferiores a $D_{ext,max} = 3,8$ m e $L_{max} = 2,5$ m. A necessidade de escolta policial é indesejável, uma

vez que aumenta custos, tempo e riscos (riscos de logística) para transporte do gerador.

Por conta do menor volume do gerador elétrico, reduz-se substancialmente o volume de ímãs permanentes requeridos para o projeto. Desta forma, é possível mitigar a exposição aos riscos associados à flutuação dos preços destes materiais. As principais referências do setor eólico *offshore*, com trens de potência de média velocidade, são: a turbina Adwen AD8, com 8 MW de capacidade instalada e 180m de diâmetro, e a turbina Vestas V164 de 9,5 MW e 164 m de diâmetro. Comenta-se, entretanto, que a turbina AD8 foi descontinuada após a aquisição da Gamesa pela Siemens (OFFSHORE WIND JOURNAL, 2017).

1.1.2 Eletrônica de potência.

Em termos de eletrônica de potência, neste trabalho, será considerada apenas a configuração típica adotada pela indústria, que consiste em conversores de baixa tensão ($V_{ac} < 1000V$ e $V_{dc} < 1500V$), trifásicos de dois níveis, com módulos IGBT de 1700 V e 3600 A. O Apêndice A apresenta os detalhes que suportam esta escolha. Nesta configuração, cada conversor trifásico tem capacidade de potência em torno de 2 MVA.

1.1.3 Oportunidades para máquinas elétricas multifásicas

A solução normalmente utilizada em turbinas eólicas com *drivetrains* de baixa e média velocidades, consiste na conexão em paralelo de múltiplos conversores eletrônicos de potência, trifásicos e de baixa tensão. Esta estratégia, por exemplo, é adotada pela Vestas na sua turbina V164 – 8 MW (DET NORSKE VERITAS, 2015) e é apresentada na Figura 2.

Esta topologia, com conversores em paralelo, é resiliente a falhas na eletrônica de potência. Caso um dos conversores falhe, a turbina ainda pode operar com os demais conversores. Entretanto, caso exista falha nas bobinas de uma das fases do gerador, a turbina precisa ser retirada de operação.

De forma alternativa, outros fabricantes como GE e Gamesa utilizam máquinas elétricas multifásicas. A GE na sua turbina *Haliade* de 6 MW utiliza um gerador de nove fases com três conversores trifásicos de 900 V (GE, 2016b). Já a Gamesa, na

sua plataforma G135 – 5 MW, utiliza uma máquina de doze fases, com quatro conversores trifásicos de 690 V (GAMESA, 2016), (DURAN e BARRERO, 2016). Esta solução é apresentada na Figura 3.

Figura 2 – Topologia com conversores *back-to-back* em paralelo.

Fonte: (BLAABJERG e MA, 2013).

Figura 3 – Topologia com conversores *back-to-back* trifásicos para cada *set* trifásico do gerador.

Fonte: (BLAABJERG e MA, 2013).

Com a adoção de uma máquina multifásica, a turbina torna-se também resiliente quando há falha em uma das fases do gerador. Além disso, a turbina dispõe das vantagens, em termos de desempenho, da configuração multifásica. Estas vantagens serão discutidas e detalhadas ao longo deste trabalho.

É possível afirmar, portanto, que o setor eólico *offshore* apresenta as principais características que motivam a utilização de máquinas elétricas multifásicas. A necessidade de elevada resiliência e confiabilidade é relacionada aos elevados custos de manutenção corretiva. A capacidade de dividir a corrente da máquina em um maior número de fases é desejada devido às limitações dos semicondutores de potência disponíveis no mercado.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho consiste em explorar tópicos de projeto, com enfoque em métodos analíticos, de máquinas elétricas multifásicas, com especial ênfase em máquinas síncronas de ímãs permanentes para aplicações eólicas *offshore*. Uma vez desenvolvidos os métodos analíticos para o projeto básico da máquina elétrica, diferentes soluções serão exploradas e comparadas entre si. Com base nos resultados desta comparação, será escolhida a topologia com melhor desempenho para validação pelo método dos elementos finitos.

1.2.1 *Objetivos específicos*

- i. Análise do estado da arte para conversão de energia em turbinas eólicas *offshore*, identificação das tecnologias mais prováveis a serem adotadas para turbinas eólicas de potência em torno de 10 MW.
- ii. Avaliar enquadramento, vantagens e desafios, de máquinas elétricas multifásicas neste setor.
- iii. Analisar as componentes fundamental e harmônicas da força magnetomotriz gerada pelo estator multifásico com enrolamentos simétricos e assimétricos.
- iv. Aplicar ou extrapolar as equações analíticas tipicamente utilizadas para o projeto básico de máquinas elétricas trifásicas para máquinas multifásicas simétricas e assimétricas.
- v. Aplicar ou estender a teoria geral de máquinas elétricas para topologias multifásicas simétricas e assimétricas.
- vi. Comparar e discutir o projeto de diferentes geradores multifásicos para uma turbina eólica com potência de aproximadamente 10 MW.
- vii. Validar, pelo método dos elementos finitos, o projeto analítico da topologia apresentada com melhor desempenho.

2 ESTADO DA ARTE

Para a caracterização do estado da arte de turbinas eólicas *offshore*, são discutidos, com mais detalhes, os aspectos técnicos dos geradores utilizados nas turbinas Vestas V164 – 8 MW, Gamesa G135 – 5 MW, Siemens SWT 6.0 e GE *Haliade* 6,0 MW. As turbinas SWT 6.0 e V164 – 8 MW são exploradas por conta da falta de informação disponível na literatura dos seus modelos mais recentes SWT 8.0 e V164 9,5 MW.

As turbinas SWT 6.0 e V164 são utilizadas como exemplos de sistemas de geração eólica de baixa e média velocidade trifásicos. As turbinas GE *Haliade* e G135 são discutidas para caracterização de geradores multifásicos de baixa e média velocidade, respectivamente. Por fim, serão comentados alguns aspectos gerais do estado da arte de geradores elétricos no setor eólico *offshore*.

2.1 VESTAS V164

A turbina Vestas V164 – 8 MW utiliza caixa multiplicadora do tipo diferencial planetária de três estágios, com taxa de multiplicação de 38,3:1 (DET NORSKE VERITAS, 2015), (MONGEAU, ASHAR e DEMTRODER, 2014). Além disso, a caixa multiplicadora é conectada ao gerador elétrico por meio de um *flange*, *drivetrain* integrado (WIND POWER MONTHLY, 2013), (MONGEAU, ASHAR e DEMTRODER, 2014). O torque e peso da caixa multiplicadora são estimados em 8000 kNm e 85 toneladas, de acordo com a informação disponível em (ZF, 2017). Mais detalhes desta topologia são apresentados no Apêndice F – Figura 75.

O gerador síncrono de ímãs permanentes tem rotação nominal de 400 RPM. Este gerador é fabricado pela empresa finlandesa The Switch (DET NORSKE VERITAS, 2015), consiste num gerador de baixa tensão, 710 V nominal, com 16 pares de polos, fator de potência nominal de 0,90 e peso de 27,7 toneladas (THE SWITCH, 2013). Os parâmetros mais relevantes deste gerador estão disponíveis na referência (THE SWITCH, 2013) e apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações técnicas The Switch 8.6MW

The Switch 8.6MW		
Potência nominal	8,6	MW
Rotação nominal/Max	400/536	RPM
Frequência Nominal/Max	106,7/142,9	Hz
Pares de polos	16	-
Número de fases	3	-
Enrolamento	Distribuído	-
Excitação	Imãs Permanentes	-
Tensão nominal	710	V
Corrente nominal	7800	A
Fator de Potência nominal	0.90	-
Rendimento [25%/ 50%/75%/100%]	96,0/97,6/98,0/98,1	%
Peso	27700	kg
Refrigeração	IC8A6W7	-
Altura	3034	mm
Altura do eixo mecânico	1500	mm
Largura	3310	mm
Comprimento	2255	mm
Temperatura máxima de entrada do líquido de refrigeração	40	°C
Pressão máxima do sistema de refrigeração	4	bar
Vazão do sistema de refrigeração	480	l/min
Volume do sistema de refrigeração	80	l
Classe de Proteção	IP54	-
Classe de Isolamento	H	-
Classe Térmica	F	-

2.2 GAMESA G135

O trem de potência da turbina Gamesa G135, de 5 MW, possui gerador elétrico e caixa multiplicadora integrados, também conectados por meio de um *flange*, (GAMESA, 2016). O gerador elétrico da turbina G135 consiste num gerador síncrono de imãs permanentes de doze fases, rotação nominal de 490 RPM, caixa multiplicadora de 41,4:1 de dois estágios planetários, 690 V, fator de potência nominal de 0,90. Este sistema é apresentado na Figura 4.

Supondo que o gerador com “módulos independentes em paralelo”, Figura 4, consiste no sistema descrito na patente (ANDRESEN, 2010), o conceito do gerador da Gamesa constitui um gerador multifásico de simetria radial conforme apresentado na Figura 5.

Figura 4 – Trem de potência Gamesa G135-5MW

1. Multi-pole synchronous **GENERATOR** with four independent modules in parallel.
2. **CONVERTER** with four independent modules and built-in automatic circuit breaker.
3. **TRANSFORMER** with multiple grid voltage connection options.

Fonte: (GAMESA, 2016)

Figura 5 – Patente ES2325844 – Gamesa

Fonte: (ANDRESEN, 2010)

Neste conceito um número fixo de pares de polos – conjunto de pares de polos – é associado a um enrolamento trifásico convencional (com fases defasadas de 120°). As fases do conjunto adjacente, de pares de polos, são independentes; elas dão origem a três fases adicionais. O número mínimo de pares de polos por grupo trifásico é dois. Por exemplo, na Figura 5 um par de polos é associado ao enrolamento trifásico 20 e um segundo par de polos é associado ao enrolamento trifásico 20'. As bobinas 20 e 22', que estão em fase, são conectadas em paralelo para produzir um grupo trifásico (ANDRESEN, 2010).

Cada conjunto trifásico do gerador é conectado a um conversor eletrônico de potência convencional. Este conceito possui resiliência a falhas em uma ou mais fases do gerador. No caso de falha em uma das fases, um dos conversores trifásicos precisa ser retirado de operação. Em termos eletromagnéticos, o gerador se comporta como uma máquina trifásica.

2.3 SIEMENS SWT 6.0

O gerador *direct-drive* da Siemens de 6,0 MW opera com tensão nominal de 690 V e rotação entre 5 e 11 RPM (SIEMENS, 2012). Segundo (STIESDAL, 2014), este gerador possui 6,5m¹ de diâmetro, pesa 100 toneladas e tem torque nominal de 5500 kNm. Os pontos diferenciais deste gerador são o seu rotor externo, com excitação por ímãs permanentes, e estator modular (STIESDAL, 2014).

Em (STIESDAL, 2014, p. 24) estima-se que geradores com rotor externo possuem diâmetro e peso aproximadamente 15% inferiores a geradores de ímãs permanentes de rotor interno. O estator modular apresenta enrolamentos do tipo *tooth-coil*², para reduzir o tamanho da cabeça das bobinas, reduzindo o volume e as perdas no cobre. Em contrapartida, enrolamentos do tipo *tooth-coil* produzem pior forma de onda para força magnetomotriz e tensão induzida do que enrolamentos distribuídos. Estes fatores podem criar problemas de torque *ripple* e de qualidade de energia.

2.4 GE HALIADE

O gerador *direct-drive* de ímãs permanentes da GE, Haliade, possui tensão nominal de 900V (opera entre 0 – 990 V) e tem potência nominal de 6,34 MW / 7,2 MVA (CAUBET, 2014, p. 11). Com estes valores, estima-se o fator de potência nominal em 0,88 e a corrente nominal do gerador em 1540 A. A turbina opera com velocidades entre 4 e 11,5 RPM (GE, 2016b). Segundo (WIND POWER MONTHLY, 2013), o diâmetro externo desse gerador é de 7,5 m.

O gerador possui nove fases, divididas em três grupos trifásicos. Cada grupo trifásico é conectado a um conversor eletrônico de potência de três níveis do tipo NPC (CAUBET, 2014). Conforme apresentado em (GE, 2016a), os enrolamentos estatóricos deste gerador são do tipo *tooth-coil*. Ainda em (GE, 2016a) é possível observar que, diferentemente da solução da Siemens, o gerador da GE apresenta rotor interno.

¹ O autor entende que se trata do diâmetro externo do gerador.

² Nesta configuração as bobinas são enroladas em torno de apenas um dente e depois associadas entre si. Mais detalhes sobre esta configuração são explorados em (PONOMAREV, 2013).

2.5 COMENTÁRIOS GERAIS

Observa-se a tendência para trens de potência mais integrados e menos complexos para turbinas eólicas *offshore*, ao se comparar com soluções típicas de turbinas eólicas *onshore* (Apêndice F – Figura 76). As turbinas de média velocidade Vestas V164 – 8 MW, Gamesa G135 e a antiga Adwen AD8 (ADWEN, 2016a), dispõem de *drivetrains* integrados, onde o gerador e caixa multiplicadora são diretamente conectados por meio de um *flange*. A grande vantagem de um sistema integrado é o aumento da densidade de torque do trem de potência e a redução riscos de desalinhamento do eixo mecânico entre a caixa multiplicadora e o gerador elétrico (WIND POWER MONTHLY, 2014).

Outros exemplos de *drivetrains* integrados são as soluções *HybridDrive* (Winergy) e *FusionDrive* (Moventas/The Switch). O sistema *HybridDrive* está disponível para plataformas de 3 MW com valores nominais de torque de entrada de 2000 e 2500 kNm, peso de 25 e 31 toneladas, respectivamente (WINENERGY, 2017a). A solução *FusionDrive* está disponível para plataformas entre 3 e 7 MW, suas principais características são apresentadas na tabela a seguir:

Tabela 2 – FusionDrive

FusionDrive		
Modelo	FusionDrive3	FusionDrive7
Potência[MW]	3 - 4.1	6 - 7.7
Torque[kNm]	3000	7000
Peso[Ton]	35	85 - 95
Comprimento[m]	3 – 3,5	4
Diâmetro[m]	2,3	2,8
Rendimento	0,96	0,96
Densidade de Torque [kNm/Ton]	86	74 - 82
Densidade de Potência[kW/Ton]	86 - 117	71 - 81

Os sistemas *direct-drive*, por um lado, reduzem a complexidade do trem de potência ao se remover a caixa multiplicadora. Por outro lado, a complexidade com o manuseio, transporte e projeto do gerador podem aumentar de forma significativa. Além disso, como será discutido a seguir, em termos de densidade de torque, as soluções de média velocidade parecem apresentar vantagens.

Na Figura 6, apresentam-se os valores de densidade de torque para o subsistema – caixa multiplicadora e gerador elétrico – das soluções: *HybridDrive* 2000,

HybridDrive 2500, *FusionDrive3*, *FusionDrive7*, Siemens SWT 6.0 e Vestas V164 – 8,0 MW. Nesta figura, observa-se que a densidade de torque para as soluções de média velocidade tem valores entre 70 kNm/ton a 86 kNm/ton. Nota-se, contudo, uma tendência para redução da densidade de torque com o aumento do torque de entrada da turbina. O gerador *direct-drive* analisado, a turbina SWT 6.0, apresenta o menor valor de densidade de torque, 55 kNm/ton.

Diversas outras topologias foram sugeridas para geradores eólicos *offshore* como, por exemplo: máquinas de fluxo axial (BOULDER WIND POWER, 2017), (SWAY TURBINE, 2012), (GOLIATH WIND, 2016), máquinas de fluxo transversal (BANG, POLINDER, *et al.*, 2008), máquinas com enrolamentos supercondutores (AMSC WINDTEC SOLUTIONS, 2012), máquinas com múltiplos geradores (RENEWABLE ENERGY WORLD, 2012), (CLIPPER WIND POWER PLC, 2008), entre outras soluções. Estas soluções “alternativas” não serão discutidas neste trabalho pela falta de representatividade no setor *offshore*.

3 ASPECTOS CONSTRUTIVOS

Neste capítulo, são apresentadas as relações matemáticas que permitem o cálculo das principais dimensões mecânicas de geradores síncronos multifásicos com excitação por ímãs permanentes. A maior parte da discussão aqui apresentada pode ser diretamente aplicada a outros tipos de máquinas elétricas.

3.1 FORÇA MAGNETOMOTRIZ

Uma vantagem da configuração multifásica, em comparação com máquinas elétricas trifásicas, é a redução das componentes harmônicas espaciais da força magnetomotriz de reação da armadura. Conforme demonstrado no Apêndice B, com pressuposto de corrente senoidal, a força magnetomotriz para uma máquina multifásica, simétrica ou assimétrica (*N-Star*), possui apenas harmônicas espaciais de ordem $h = 2km \pm 1$. Esse fator tem impactos positivos na redução de torque *ripple* e na redução da indutância de dispersão harmônica. As harmônicas de ordem $h = 2km + 1$ são de sequência positiva, enquanto as harmônicas de ordem $h = 2km - 1$ são de sequência negativa. Onde k é um número inteiro positivo $k = 0, 1, 2 \dots$

Os termos sequência positiva e negativa, neste caso, são usados de forma generalizada. Componente harmônica de sequência positiva significa que a FMM produzida pela harmônica específica produz campo girante no entreferro com mesmo sentido de rotação do campo fundamental. Para sequência negativa, o mesmo raciocínio é válido, contudo, o campo girante se propaga no sentido contrário à onda fundamental.

Força magnetomotriz de sequência positiva $h = 2km + 1$

$$F_h = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \frac{k_{eh}}{h} \left[\text{sen} \left(wt - \frac{h\pi}{\tau_p} x \right) \right] \quad (3.1)$$

Força magnetomotriz de sequência negativa $h = 2km - 1$

$$F_h = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \frac{k_{eh}}{h} \left[\text{sen} \left(wt + \frac{h\pi}{\tau_p} x \right) \right] \quad (3.2)$$

Em ambos os casos, máquinas simétricas ou assimétricas, do tipo *N-Star*, considerou-se enrolamentos distribuídos em faixas de fase de $\frac{180^\circ}{m}$. Estes resultados podem não são válidos para máquinas com enrolamentos diferentes.

3.2 DIMENSÕES PRINCIPAIS

As dimensões principais de uma máquina elétrica, nomeadamente o diâmetro do entreferro D_g e o seu comprimento efetivo L_{ef} , são definidos em função da potência aparente do gerador S , do carregamento elétrico A_q e do carregamento magnético B_g .

A potência aparente S é calculada pelo produto entre o número de fases m e os valores eficazes de tensão induzida e corrente de fase E_f e I_f .

$$S = mE_fI_f \quad (3.3)$$

A tensão induzida por fase é calculada em função da frequência elétrica f_e , do número total de bobinas em série por fase N_{sf} , do fator de enrolamento para a harmônica fundamental k_{e1} , da área polar A_p e do valor médio do campo de indução magnética em um passo polar no entreferro B_{gm} .

$$E_f = \frac{1}{\sqrt{2}} 2\pi f_e N_{sf} k_{e1} A_p B_{gm} \quad (3.4)$$

A área polar é calculada pela seguinte relação:

$$A_p = \tau_p L_{ef} \quad (3.5)$$

$$A_p = \frac{\pi D_g}{2p} L_{ef} \quad (3.6)$$

Considerando que a indução magnética no entreferro possui distribuição cossenoidal, o seu valor médio em um passo polar é calculado por:

$$B_{gm} = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B_g \cos(\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} B_g \quad (3.7)$$

Portanto,

$$E_f = \frac{1}{\sqrt{2}} 2\pi f N_{sf} k_{e1} \left(\frac{\pi D_g}{2p} L_{ef} \right) \frac{2}{\pi} B_g \quad (3.8)$$

3.2.1 Carregamento elétrico

O carregamento elétrico corresponde à densidade linear de corrente (A_{rms}/m) na circunferência delimitada pelo entreferro. O carregamento elétrico é calculado pela relação a seguir:

$$A_q = \frac{m I_f 2 N_{sf}}{\pi D_g} \left[\frac{A_{ef}}{m} \right] \quad (3.9)$$

A corrente eficaz de fase do gerador pode ser expressa em função do carregamento elétrico:

$$I_f = \frac{A_q \pi D_g}{2 m N_{sf}} \quad (3.10)$$

Ao substituir as equações (3.8) e (3.10) em (3.3), obtém-se a relação entre a potência aparente e os carregamentos elétrico e magnético:

$$S = m \left[\frac{1}{\sqrt{2}} 2\pi f N_{sf} k_{e1} \left(\frac{\pi D_g}{2p} L_{ef} \right) \frac{2}{\pi} B_g \right] \cdot \left[\frac{A_q \pi D_g}{2 m N_{sf}} \right] \quad (3.11)$$

$$S = \left[\pi^2 \frac{k_{e1} A_q B_g}{\sqrt{2}} \right] D_g^2 L_{ef} \left(\frac{f_e}{p} \right) \quad (3.12)$$

$$S = \left[\pi^2 \frac{k_{e1} A_q B_g}{\sqrt{2}} \right] D_g^2 L_{ef} f_{mec} \quad (3.13)$$

Onde $f_{mec} = \frac{f_e}{p}$, é a frequência de rotação mecânica do rotor. Desta forma, a quantidade $D_g^2 L_{ef}$, proporcional ao volume do entreferro, é definida em função da potência aparente, da frequência mecânica e dos carregamentos elétrico e magnético.

$$D_g^2 L_{ef} = \frac{S}{\left[\pi^2 \frac{k_{e1} A_q B_g}{\sqrt{2}} \right] f_{mec}} \quad (3.14)$$

Na equação (3.14), observa-se que o volume do entreferro não depende, num primeiro momento, do número de fases do gerador. Os valores de D_g e L_{ef} são determinados ao se estabelecer uma razão adequada entre estas duas dimensões, levando em consideração as limitações específicas do projeto (espaço disponível, máxima velocidade periférica, condições de transporte... entre outros). Algumas sugestões são apresentadas no Apêndice C.

3.3 FATOR DE ENROLAMENTO

O fator de enrolamento, seguindo a definição de (KRISHNAN, 2010, p. 63) e (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014, p. 79), é composto por três componentes: fator de distribuição k_{dh} , fator de encurtamento de passo k_{ch} e fator de inclinação de ranhura k_{skh} ³.

$$k_{eh} = k_{dh}k_{ch}k_{skh} \quad (3.15)$$

Conforme apresentado na equação (3.14), o valor do fator de enrolamento tem impacto direto no volume do gerador. Embora a topologia multifásica não altere a metodologia convencional para cálculo deste parâmetro, o número de fases da máquina tem impacto no fator de distribuição e, conseqüentemente, no valor de k_{eh} . As definições de k_{dh} , k_{ch} e de k_{skh} serão apresentadas na sequência.

3.3.1 Fator de distribuição

O fator de distribuição, k_{dh} , para a h -ésima harmônica, com enrolamento com número de ranhuras por polo e por fase, q , inteiro é definido segundo a relação (JORDÃO, 2013, p. 45-47):

$$k_{dh} = \frac{\text{sen}\left(h \frac{q\alpha_u}{2}\right)}{q \text{sen}\left(h \frac{\alpha_u}{2}\right)} \quad (3.16)$$

³ É prática comum definir fator de enrolamento apenas pelo produto entre o fator de distribuição e o fator de encurtamento de passo (CHAPMAN, 1991), (JORDÃO, 2013), (SAY, 1983). Neste caso, existindo inclinação de ranhura (*skew*), é necessário corrigir os valores de tensão induzida, indutância de magnetização e força magnetomotriz por conta da inclinação. Neste trabalho, optou-se por definir o fator de enrolamento já incluindo o fator de inclinação de ranhura e, dessa forma, não se faz necessário correções nos parâmetros mencionados.

Onde α_u corresponde ao ângulo elétrico entre duas ranhuras adjacentes $\alpha_u = \frac{\pi}{qm}$. Desta forma, pode-se reescrever (3.16) em função do número de fases do gerador:

$$k_{dh} = \frac{\sin\left(\frac{h\pi}{2m}\right)}{q \sin\left(\frac{h\pi}{2qm}\right)} \quad (3.17)$$

No caso de enrolamentos com q fracionário onde $q = \alpha/\beta$, razão irredutível, define-se q' e α_u' :

$$q' = q\beta = \alpha \quad (3.18)$$

$$\alpha_u' = \frac{\pi}{q'm} \quad (3.19)$$

Neste caso, o fator de distribuição deverá ser calculado pela seguinte relação (JORDÃO, 2013, p. 52-54):

$$k_{dh} = \frac{\sin\left(h \frac{q'\alpha_u'}{2}\right)}{q' \sin\left(h \frac{\alpha_u'}{2}\right)} \quad (3.20)$$

Alternativamente, em função de m :

$$k_{dh} = \frac{\sin\left(\frac{h\pi}{2m}\right)}{q' \sin\left(\frac{h\pi}{2q'm}\right)} \quad (3.21)$$

Portanto, independentemente do fator q ser inteiro ou fracionário, é possível estabelecer a relação entre o fator de distribuição em função do número de fases. Esta relação é apresentada na figura a seguir:

Figura 7 – Fator de distribuição em função do número de fases.

Conforme apresentado na Figura 7, para um mesmo valor de q ou q' , o fator de distribuição aumenta rapidamente com o número de fases da máquina para m até, aproximadamente, nove. Para m superior a nove, o crescimento do fator de distribuição com número de fases é reduzido.

Conclui-se, portanto, que máquinas multifásicas apresentam uma tendência para operarem com valores mais elevados de k_{e1} . Desta forma um menor volume do entreferro é necessário para estabelecer a potência requerida – equação (3.14). Esta possível redução no volume do entreferro é apresentada na Figura 8. Nesta figura observa-se que uma máquina de nove fases consegue estabelecer a mesma potência no entreferro com um volume entre 3 e 4% inferior ao volume de uma máquina trifásica, assumindo-se mesmos valores de q , B_g , A_q e f_{mec} .

3.3.2 Fator de encurtamento de passo

O encurtamento de passo das bobinas estatóricas normalmente é realizado para melhorar as componentes harmônicas da tensão induzida. Tipicamente, adota-se encurtamento de passo com valor próximo de 30° que minimiza as componentes de quinta e sétima harmônicas (JORDÃO, 2013). Para encurtamento de passo de δ graus, o fator de encurtamento k_{ch} é calculado por (JORDÃO, 2013, p. 47):

$$k_{ch} = \cos\left(\frac{h\delta}{2}\right) \quad (3.22)$$

Figura 8 – Redução do volume do entreferro em função de m e q .

3.3.3 Fator de inclinação de ranhura

A variação da permeância magnética ao longo do entreferro pode provocar efeitos parasitas que resultam em pulsações de torque. Com a finalidade de atenuar estes torques parasitas, é comum aplicar uma inclinação nas ranhuras no estator, no rotor ou em ambos. Tipicamente, adota-se inclinação de um passo de ranhura⁴.

Figura 9 – rotor com *ranhuras inclinadas na esquerda*.

⁴ Em máquinas de indução, o fator de inclinação de ranhura introduz ainda uma indutância de dispersão que é discutida em (LIPO, 2011, p. 241-244) e em (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014, p. 242-243).

Para inclinação de Δ° , calcula-se o fator de inclinação de ranhura (*skew*) por (LIPO, 2011, p. 90-93), (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014, p. 239-241):

$$k_{skh} = \frac{\sin\left(h\frac{\Delta}{2}\right)}{h\frac{\Delta}{2}} \quad (3.23)$$

3.4 PARÂMETROS EM FUNÇÃO DAS DIMENSÕES PRINCIPAIS

Com a finalidade de definir as dimensões do projeto básico do gerador elétrico, nesta secção serão apresentadas as relações entre diversos parâmetros eletromecânicos do gerador em função dos carregamentos elétrico e magnético e das dimensões principais D_g e L_{ef} .

3.4.1 Torque e densidade de torque

O torque T desenvolvido pelo gerador é igual a:

$$T = \frac{P}{2\pi f_{mec}} = \frac{S \cos(\varphi)}{2\pi f_{mec}} \quad (3.24)$$

Recorrendo-se a equação (3.13), o torque desenvolvido pela máquina pode ser calculado em função dos carregamentos elétrico e magnético e das dimensões principais do gerador de acordo com a seguinte relação:

$$T = \frac{\left[\pi^2 \frac{k_{e1} A_q B_g}{\sqrt{2}} \right] D_g^2 L_{ef} f_{mec} \cos(\varphi)}{2\pi f_{mec}}$$

$$T = \frac{1}{2} \pi \left[\frac{k_{e1} A_q B_g}{\sqrt{2}} \right] D_g^2 L_{ef} \cos(\varphi) \quad (3.25)$$

A Tensão de cisalhamento magnético (*Magnetic shear-stress*) é definida por:

$$\sigma_m = \frac{k_{e1} A_q B_g}{\sqrt{2}} [N/m^2] \quad (3.26)$$

Substituindo a equação (3.26) em (3.25), o torque desenvolvido pelo gerador é escrito em função de σ_m .

$$T = \frac{1}{2} \pi \cdot \sigma_m D_g^2 L_{ef} \cos(\varphi) \quad (3.27)$$

Ao se dividir (3.27) por $\pi D_g L$, obtém-se a densidade de torque no entreferro σ_T :

$$\sigma_T = \frac{\frac{1}{2} \pi \cdot \sigma_m D_g^2 L_{ef} \cos(\varphi)}{\pi D_g L}$$

$$\sigma_T = \frac{1}{2} \sigma_m D_g \frac{L_{ef}}{L} \cos(\varphi) \quad (3.28)$$

No caso de retificação ativa, é possível controlar as correntes de fase do gerador para operação com fator de potência interno – $\cos(\varphi)$ – unitário. Nestas condições, consegue-se maximizar o torque desenvolvido pela máquina. A relação (3.28) mostra que, para mesmos valores de carregamentos elétrico e magnético, a densidade de torque na área limitada pelo entreferro aumenta linearmente com o diâmetro do gerador.

3.4.2 Força e densidade de força normal

Um fator relevante, especialmente para máquinas de grandes dimensões⁵, é a força de atração entre estator e rotor da máquina elétrica. A densidade de força normal à superfície do rotor é calculada por:

$$\sigma_n(\theta) = \frac{B(\theta)^2}{2\mu_0} [N/m^2] \quad (3.29)$$

A força resultante normal à superfície do rotor é calculada pela integral de $\sigma_n(\theta)$ ao longo da superfície rotórica (WALLIN, 2013, p. 9):

$$F_{nx} = \frac{D_g L_{ef}}{2} \int_0^{2\pi} \sigma_n(\theta) \cos(\theta) d\theta \quad (3.30)$$

$$F_{ny} = \frac{D_g L_{ef}}{2} \int_0^{2\pi} \sigma_n(\theta) \sin(\theta) d\theta \quad (3.31)$$

⁵ Este fator pode ser crítico para geradores do tipo *direct-drive* (JOCKEL, 2003), (MUELLER e POLINDER, 2013)

Caso o rotor e o estator sejam perfeitamente centralizados, a força normal será nula. Entretanto, devido às tolerâncias mecânicas, assimetrias de instalação e vibrações em operação, é esperado que o sistema opere com excentricidades. O suporte mecânico do gerador deve ser suficientemente robusto evitar o choque entre rotor e estator. Os custos e a complexidade do sistema de suporte mecânico crescem com o aumento do diâmetro do gerador (GRAUERS, 1996, p. 24) (ZAVVOS, MCDONALD e MUELLER, 2010).

3.4.3 Dimensões de ranhura e fluxo magnético no dente

3.4.3.1 Largura de ranhura b_s

A largura de ranhura b_s pode ser relacionada com o passo de ranhura τ_s , segundo (3.32), onde k_s assume valores entre 0 e 1. Para uma aproximação inicial é comum considerar que o passo de ranhura é dividido igualmente entre a ranhura e o dente. Neste caso: $b_s = b_t$ e $k_s = 0,5$.

$$b_s = k_s \tau_s \quad (3.32)$$

O produto entre o número total de ranhuras, $N_s = 2pqm$, e o passo de ranhura é igual ao comprimento da circunferência interna do estator, aproximadamente igual ao comprimento da circunferência delimitada pelo entreferro πD_g . Desta forma, calcula-se a largura da ranhura em função de πD_g , N_s e k_s , por:

$$N_s \tau_s \cong \pi D_g \quad (3.33)$$

$$b_s \cong \frac{k_s \pi D_g}{2pqm} \quad (3.34)$$

3.4.3.2 Corrente e densidade de corrente por ranhura

O módulo da corrente eficaz por ranhura, I_r , é calculado em função do carregamento elétrico A_q , segundo a equação (3.35).

$$I_r = \frac{A_q \pi D_g}{2pqm} [A_{rms}] \quad (3.35)$$

A densidade de corrente na ranhura, J_r , é função de I_r , da área e do fator de preenchimento da ranhura A_s e k_{pre} .

$$J_r = \frac{I_r}{A_s k_{pre}} \left[\frac{A_{rms}}{mm^2} \right] \quad (3.36)$$

$$J_r = \frac{A_q \pi D_g}{2pqmA_s k_{pre}} \left[\frac{A_{rms}}{mm^2} \right] \quad (3.37)$$

Considerando-se ranhuras retangulares $A_s = h_s b_s$.

$$J_r = \frac{A_q \pi D_g}{2pqm h_s b_s k_{pre}} \quad (3.38)$$

Tipicamente, J_r assume valores entre 2 e 5 A_{rms}/mm^2 , enquanto o fator de preenchimento k_{pre} varia entre 0,45 e 0,60. O fator de preenchimento tende a diminuir com o aumento da tensão nominal da máquina.

3.4.3.3 Altura de ranhura h_s

Substituindo as equações (3.34) e (3.35) em (3.38), observa-se que a altura da ranhura h_s é função de A_q , k_s , k_{pre} e J_r , segundo (3.39).

$$J_r = \frac{\frac{A_q \pi D_g}{2pqm}}{h_s \frac{k_s \pi D_g}{2pqm} k_{pre}} \quad (3.39)$$

$$J_r = \frac{A_q}{h_s k_s k_{pre}}$$

$$h_s = \frac{A_q}{J_r k_s k_{pre}}$$

O valor de h_s normalmente assume valores entre uma a cinco vezes a largura da ranhura b_s (UPADHYAY, 2008, p. 120).

3.4.3.4 Fluxo magnético no passo de ranhura

O valor médio do fluxo magnético por passo de ranhura é função do valor médio do campo de indução magnética no entreferro $B_{gm} = \frac{2}{\pi} B_g$ e da área do passo de ranhura $A_{\tau_s} = \tau_s L_{ef}$

$$\varphi_{\tau_s} = \frac{2}{\pi} B_g \tau_s L_{ef} \quad (3.40)$$

3.4.3.5 Campo de indução magnética máximo no dente

Escrevendo τ_s em função do diâmetro do entreferro D_g , do número de ranhuras por polo e por fase q , do número de fases m e do número total de polos $2p$, o fluxo magnético por passo de ranhura é calculado segundo a relação (3.41).

$$\begin{aligned} \tau_s &= \frac{\tau_p}{qm} \\ \tau_s &= \frac{\pi D_g}{2pqm} \\ \varphi_{\tau_s} &= \frac{2}{\pi} B_g \frac{\pi D_g L_{ef}}{2pqm} \\ \varphi_{\tau_s} &= \frac{B_g D_g L_{ef}}{pqm} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Considerando que o fluxo magnético do passo de ranhura passa exclusivamente pelo dente, o campo de indução magnética máximo no dente B_{tm} é calculado em função de k_{emp} , φ_{τ_s} , b_t e L_{ef} :

$$\begin{aligned} B_{tm} &= \frac{\varphi_{\tau_s}}{k_{emp} b_t L_{ef}} \\ B_{tm} &= \frac{\frac{B_g D_g L_{ef}}{pqm}}{k_{emp} b_t L_{ef}} \end{aligned}$$

$$B_{tm} = \frac{B_g D_g}{k_{emp} b_t p q m}$$

Escrevendo b_t em função de k_s e de τ_s , obtém-se:

$$\begin{aligned} B_{tm} &= \frac{B_g D_g}{k_{emp} (1 - k_s) \tau_s p q m} \\ B_{tm} &= \frac{B_g D_g}{k_{emp} (1 - k_s) \frac{\pi D_g}{2 p q m} p q m} \\ B_{tm} &= \frac{2 B_g}{\pi k_{emp} (1 - k_s)} \end{aligned} \quad (3.42)$$

Tipicamente, o valor máximo da indução magnética no dente varia entre 1,5 e 1,9 T. A equação (3.42) pressupõe que o fluxo magnético por passo polar é dividido igualmente por cada dente do estator. Para máquinas de polos salientes, entretanto, o fluxo magnético tende a se concentrar nos dentes mais alinhados com a sapata polar do rotor. Desta forma, para máquinas de polos salientes, sugere-se corrigir a equação (3.42) pela razão entre a sapata polar e o passo polar, de acordo com a equação a seguir:

$$B_{tm} = \frac{2 B_g}{\frac{\tau_{shoe}}{\tau_p} \pi k_{emp} (1 - k_s)} \quad (3.43)$$

A equação (3.43), assume que a área efetiva dos dentes por passo polar igual a $\frac{\tau_{shoe}}{\tau_p} b_t L_{ef} q m$.

3.4.4 Dimensões das coroas estatórica e rotórica

As dimensões das coroas estatórica e rotórica, h_{sy} e h_{ry} , são definidas, normalmente, pelo valor do campo de indução magnética desejado nestas estruturas. De acordo com (UPADHYAY, 2008, p. 123), tipicamente, utiliza-se valores de indução magnética entre 1,3 e 1,5 T.

Assumindo os valores de indução magnética desejados na coroa estatórica e rotórica, B_{sy} e B_{ry} , h_{sy} e h_{ry} são calculados de forma semelhante. Considerando que metade do fluxo magnético por polo atravessa a coroa estatórica, h_{sy} é calculado segundo a relação (3.44).

$$h_{sy} = \frac{\varphi_p/2}{B_{sy}k_{emp}L_{ef}}$$

$$h_{sy} = \frac{\left(\frac{\pi D_g}{2p} L_{ef}\right) \frac{2}{\pi} B_g/2}{B_{sy}k_{emp}L_{ef}}$$

$$h_{sy} = \frac{D_g B_g}{2p B_{sy} k_{emp}} \quad (3.44)$$

Para o cálculo h_{ry} é necessário adicionar o fator de dispersão k_{dis} relativo ao fluxo magnético disperso no sistema de excitação.

$$h_{ry} = \frac{k_{dis} \varphi_p/2}{B_{ry}k_{emp}L_{ef}}$$

$$h_{ry} = \frac{k_{dis} D_g B_g}{2p B_{ry} k_{emp}} \quad (3.45)$$

3.4.5 Impedância de base

Adotando-se como tensão de base $V_b = E_f$ e corrente de base $I_b = I_f$, a impedância de base Z_b é calculada segundo (3.46).

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} = \frac{E_f}{I_f} \quad (3.46)$$

Recorrendo-se às equações (3.8) e (3.10), escreve-se Z_b pela relação (3.47):

$$Z_b = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}} 2\pi f N_{sf} k_{e1} \left(\frac{\pi D_g}{2p} L_{ef}\right) \frac{2}{\pi} B_g}{\frac{A_q \pi D_g}{2m N_{sf}}}$$

$$Z_b = \frac{2m\sqrt{2}k_{e1}N_{sf}^2L_{ef}B_g}{A_q}f_{mec} \quad (3.47)$$

3.4.6 Corrente e indutância de magnetização

3.4.6.1 Corrente de magnetização

Recorrendo-se à equação (3.1), é possível relacionar a corrente de magnetização da máquina I_{mag} com a FMM por polo, F_0 , requerida para magnetizar o entreferro.

$$F_0 = \frac{F_{mm}}{2p} = \frac{\left(\frac{m}{2}\right)\frac{4}{\pi}N_{sf}\sqrt{2}I_{mag}k_{e1}}{2p} \quad (3.48)$$

$$I_{mag} = \frac{F_0 p}{\frac{m\sqrt{2}}{\pi}N_{sf}k_{e1}} \quad (3.49)$$

A força magnetomotriz por polo, F_0 , pode ser escrita em função de B_g e l_g' segundo (3.50). Desta forma, I_{mag} pode ser calculada pela equação (3.51):

$$F_0 = \frac{B_g}{\mu_0} l_g' \quad (3.50)$$

$$I_{mag} = \frac{\frac{B_g}{\mu_0} l_g' p}{\frac{m\sqrt{2}}{\pi}N_{sf}k_{e1}} \quad (3.51)$$

3.4.6.2 Indutância de magnetização

A indutância de magnetização é calculada pela relação:

$$L_m = \frac{1}{2\pi f} \frac{E_f}{I_{mag}} \quad (3.52)$$

Substituindo as equações (3.8) e (3.51) em (3.52), obtém-se (3.53):

$$L_m^6 = \frac{m}{2} \frac{8}{\pi} \left(\frac{N_{sf} k_{e1}}{2p} \right)^2 \frac{\mu_0 D_g L_{ef}}{l_g'} \quad (3.53)$$

A reatância de magnetização, em valor por unidade, é obtida ao se dividir $2\pi f L_m$ pela impedância de base Z_b (3.47):

$$x_m = \frac{\mu_0 A_q \sqrt{2} k_{e1}}{2 B_g} \cdot \frac{D_g}{l_g' p} \quad (3.54)$$

3.5 INDUTÂNCIAS SEGUNDO EIXOS DQ

As indutâncias, para os eixos direto e de quadratura, são calculadas pela soma da indutância de dispersão por fase e as indutâncias de magnetização segundo os eixos direto e de quadratura:

$$L_d = l_{dis} + L_{md} \quad (3.55)$$

$$L_q = l_{dis} + L_{mq} \quad (3.56)$$

3.5.1 Indutâncias de dispersão

Tipicamente, a indutância de dispersão por fase da máquina, l_{dis} , é calculada pela soma de quatro componentes: dispersão de ranhura, l_s , dispersão de topo de dente, l_{tt} , dispersão de final de enrolamento, l_{ew} , e dispersão harmônica l_{bl} .

$$l_{dis} = l_s + l_{tt} + l_{bl} + l_{ew} \quad (3.57)$$

O enrolamento multifásico produz impactos diretos e indiretos no cálculo de todas as componentes de dispersão. A metodologia para o cálculo de l_s , l_{tt} e l_{bl} para máquinas elétricas multifásicas será apresentada nas secções a seguir.

A indutância de dispersão de final de enrolamento é normalmente calculada de forma empírica. Considera-se fora do escopo desse trabalho a elaboração de equações empíricas para l_{ew} para máquinas multifásicas. Desta forma, para l_{ew} , as

⁶ Salienta-se que L_m já considera o acoplamento magnético das m fases no estator, portanto a indutância síncrona é $L_s = l_{dis} + L_m$. Em alguns livros é comum usar a notação L_m para uma fase isolada no estator, neste segundo caso $L_s = l_{dis} + \frac{m}{2} L_m$.

equações tipicamente utilizadas para máquinas elétricas trifásicas são apresentadas no Apêndice C.

3.5.2 Indutâncias de magnetização segundo eixos d e q

Uma vez determinada a indutância de magnetização, aplica-se a teoria da dupla reação para determinar a indutância de magnetização segundo os eixos direto e de quadratura, através dos fatores de correção k_d e k_q (GIERAS e WING, 2002) e (KOSTENKO e PIOTROVSK, 1979, p. 190-201). Para geradores de polos salientes eletricamente excitados, calcula-se k_d e k_q em função do tamanho da sapata polar em graus elétricos α_{sp} .

$$k_d = \frac{\alpha_{sp}\pi + \sin(\alpha_{sp}\pi)}{\pi} \quad (3.58)$$

$$k_q = \frac{\alpha_{sp}\pi - \sin(\alpha_{sp}\pi)}{\pi} \quad (3.59)$$

Para máquinas de ímãs permanentes, os fatores k_d e k_q dependem da topologia/geometria do sistema de excitação. A Figura 10 apresenta configurações típicas de máquinas excitadas por ímãs permanentes. Gieras em (GIERAS e WING, 2002, p. 187-191) sugere as relações, apresentadas na Tabela 3, para o cálculo de k_d e k_q para máquinas de ímãs permanentes.

Define-se:

$$c_g \approx 1 - \frac{l_m}{l_g} \quad (3.60)$$

$$c'_g \approx 1 - \frac{d_p}{l_{gq}} \quad (3.61)$$

Onde l_m é a altura do ímã, d_p é a altura do material ferromagnético para concentração de campo e l_{gq} corresponde ao comprimento do entreferro segundo o eixo de quadratura.

⁷ (BOLDEA, 2006, p. 4-17) sugere $k_q = \frac{\alpha_{sp}\pi - \sin(\alpha_{sp}\pi)}{\pi} + \frac{2}{3\pi} \cos\left(\alpha_{sp} \frac{\pi}{2}\right)$

Figura 10 – Diferentes configurações de máquinas de ímãs permanentes. a) *surface magnets*. b) *Inset magnets* c) *PM with mild steel pole shoes* d) *Buried magnets*.

Fonte: Adaptado de (GERLING, 2015, p. 219).

As indutâncias de magnetização segundo os eixos direto e de quadratura L_{md} e L_{mq} são calculadas por:

$$L_{md} = L_m k_d \quad (3.62)$$

$$L_{mq} = L_m k_q \quad (3.63)$$

Salienta-se que o método apresentado para estimação de L_{md} e L_{mq} apresenta, tipicamente, bons resultados para máquinas eletricamente excitadas. Para máquinas de ímãs permanentes o método analítico não possui a mesma performance pois há maior influência das características específicas (geometria) da máquina em questão na distribuição do campo magnético.

Desta forma, recomenda-se a validação/correção desses parâmetros através do método de elementos finitos (GIERAS, SANTINI e WING, 1998). Em ambos os casos, máquinas eletricamente excitadas ou com excitação por ímãs permanentes, as impedâncias operacionais são estimadas por meio de ensaios experimentais.

Tabela 3 – Fatores k_d e k_q para máquinas de ímãs permanentes.

Topologia	Fatores
<i>Inset magnets</i>	$k_d = \frac{\alpha_{sp}\pi + \text{sen}(\alpha_{sp}\pi) + c_g[\pi(1 - \alpha_{sp}) - \text{sen}(\alpha_{sp}\pi)]}{\pi}$ $k_q = \frac{(1/c_g)[\alpha_{sp}\pi - \text{sen}(\alpha_{sp}\pi)] + \pi(1 - \alpha_{sp}) + \text{sen}(\alpha_{sp}\pi)}{\pi}$
<i>PM with mild steel pole shoes</i>	$k_d = \frac{\alpha_{sp}\pi + \text{sen}(\alpha_{sp}\pi) + c'_g[\pi(1 - \alpha_{sp}) - \text{sen}(\alpha_{sp}\pi)]}{\pi}$ $k_q = \frac{(1/c'_g)[\alpha_{sp}\pi - \text{sen}(\alpha_{sp}\pi)] + \pi(1 - \alpha_{sp}) + \text{sen}(\alpha_{sp}\pi)}{\pi}$
<i>Buried Magnets</i>	$k_d = \frac{4}{\pi} \frac{\alpha_{sp}}{1 - \alpha_{sp}^2} \cos\left(\frac{\alpha_{sp}\pi}{2}\right); k_q = \frac{\alpha_{sp}\pi - \text{sen}(\alpha_{sp}\pi)}{\pi}$
<i>Surface magnets</i>	$k_d = k_q = 1$

3.6 ESTIMAÇÃO DA DIMENSÃO DO ENTREFERRO

A dimensão do entreferro é estabelecida através de um compromisso entre os sistemas mecânico, térmico e o projeto eletromagnético do gerador. Quando se sabe *a priori* valores típicos da reatância síncrona x_s para a máquina em questão, é possível estimar o comprimento do entreferro necessário para atingir aproximadamente o valor desejado de x_s . Para tal, assume-se que a reatância de dispersão é desprezível, neste caso, a reatância síncrona é igual à reatância de magnetização x_m .

$$x_s \cong x_m$$

$$x_s \cong \frac{\mu_0 A_q \sqrt{2} k_{e1}}{2 B_g} \cdot \frac{D_g}{l_g' p} \quad (3.64)$$

Para geradores com ímãs permanentes, tipicamente utiliza-se a seguinte aproximação:

$$l_g' = \left(k_{cs} k_{sat} l_g + \frac{l_m}{\mu_r} \right) \quad (3.65)$$

Na equação (3.65), supõe-se um caminho médio para o fluxo magnético, produzido pelos enrolamentos do estator, que cruza o entreferro e o imã. Essa aproximação é razoável, principalmente, para máquinas com imãs na superfície do rotor. Dependendo da geometria do sistema de excitação, entretanto, podem existir caminhos alternativos para a passagem de fluxo magnético pelo ferro. Neste caso, a equação (3.65) apresentará resultados menos precisos. Com base na relação (3.65), é possível estimar l_g de acordo com a relação:

$$l_g = \frac{1}{k_{cs}k_{sat}} \left(\frac{\mu_0 A_q \sqrt{2} k_{e1} D_g}{2p B_g x_s} - \frac{l_m}{\mu_r} \right) \quad (3.66)$$

Para gerador eletricamente excitado:

$$l_g' = k_{cs}k_{sat}l_g \quad (3.67)$$

Portanto, estima-se o tamanho do entreferro por:

$$l_g = \frac{1}{k_{cs}k_{sat}} \left(\frac{\mu_0 A_q \sqrt{2} k_{e1} D_g}{2p B_g x_s} \right) \quad (3.68)$$

De forma alternativa, em (UPADHYAY, 2008, p. 114) sugere-se l_g entre 1% e 1,5% de τ_p para geradores hidroelétricos e entre 2% e 2,5% de τ_p para turbogeradores. A referência (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014, p. 307) discute a necessidade de se estabelecer um entreferro mínimo de forma a limitar o impacto do fluxo magnético de reação na densidade de campo magnético no entreferro e sugere a seguinte relação:

$$l_g \geq \gamma \tau_p \frac{A_q}{B_g} \quad (3.69)$$

Onde $\gamma = 7.10^{-7}$ para máquinas de polos salientes de entreferro constante, $\gamma = 4.10^{-7}$ para máquinas de polos salientes com entreferro cossenoidal e $\gamma = 3.10^{-7}$ para máquinas síncronas de polos lisos. Outro valor de referência, tipicamente encontrado na literatura, é a relação $l_g \geq 0,1\% D_g$ para geradores eólicos do tipo *direct-drive* (POLINDER, BANG, *et al.*, 2007), (GRAUERS, 1996).

3.7 INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DE RANHURA

A indutância de dispersão de ranhura, l_s , de um enrolamento de dupla camada (configuração apresentada na Figura 11), é calculada em função das permeâncias específicas das bobinas superior p_t , inferior p_b , da permeância específica referente ao fluxo mútuo entre elas, $p_{tb} = p_{bt}$, quando ambas as bobinas pertencem à mesma fase (enrolamento de passo pleno), e do fator k_r que quantifica a redução de p_{tb} por conta de encurtamento de passo (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1950, p. 118-123).

Figura 11 – Dimensões da ranhura.

Fonte: adaptado de (LIPO, 2011, p. 175).

$$l_s = l_{sb} + l_{st} \quad (3.70)$$

$$l_{sb} = \frac{4}{2pq} \left(\frac{N_{sf}}{2} \right)^2 L_{ef} (p_b + k_r p_{bt}) \quad (3.71)$$

$$l_{st} = \frac{4}{2pq} \left(\frac{N_{sf}}{2} \right)^2 L_{ef} (p_t + k_r p_{tb}) \quad (3.72)$$

$$l_s = \frac{4}{2pq} \left(\frac{N_{sf}}{2} \right)^2 L_{ef} (p_b + p_t + 2k_r p_{tb}) \quad (3.73)$$

As permeâncias específicas são calculadas de acordo com as relações a seguir (LIPO, 2011, p. 175-177), (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1950, p. 118-123):

$$p_b = \mu_0 \left[\frac{d_5 + 3d_3}{3b_{s1}} + \frac{d_2 + d_4}{b_{s1}} + \frac{d_1}{b_{s1} - b_s} \ln \left(\frac{b_{s1}}{b_s} \right) + \frac{d_0}{b_s} \right] \quad (3.74)$$

$$p_t = \mu_0 \left[\frac{d_3}{3b_{s1}} + \frac{d_2}{b_{s1}} + \frac{d_1}{b_{s1} - b_s} \ln \left(\frac{b_{s1}}{b_s} \right) + \frac{d_0}{b_s} \right] \quad (3.75)$$

$$p_{tb} = \mu_0 \left[\frac{d_0}{b_s} + \frac{d_1}{b_{s1} - b_s} \ln \left(\frac{b_{s1}}{b_s} \right) + \frac{d_2}{b_{s1}} + \frac{d_3}{2b_{s1}} \right] \quad (3.76)$$

Substituindo (3.74), (3.75) e (3.76) em (3.73):

$$l_s = \frac{4\mu_0}{2pq} N_{sf}^2 L_{ef} \left[\left(\frac{1}{4} \right) \left(\frac{d_5 + d_3(4 + 3k_r)}{3b_{s1}} \right) + \frac{d_4}{4b_{s1}} + \left(\frac{2k_r + 2}{4} \right) \left(\frac{d_2}{b_{s1}} + \frac{d_1}{b_{s1} - b_s} \ln \left(\frac{b_{s1}}{b_s} \right) + \frac{d_0}{b_s} \right) \right] \quad (3.77)$$

Para $d_3 = d_5$, escreve-se (3.77) por:

$$l_s = \frac{4\mu_0}{2pq} N_{sf}^2 L_{ef} \left[\left(\frac{5 + 3k_r}{8} \right) \left(\frac{2d_3}{3b_{s1}} \right) + \frac{d_4}{4b_{s1}} + \left(\frac{2k_r + 2}{4} \right) \left(\frac{d_2}{b_{s1}} + \frac{d_1}{b_{s1} - b_s} \ln \left(\frac{b_{s1}}{b_s} \right) + \frac{d_0}{b_s} \right) \right] \quad (3.78)$$

Usando a nomenclatura de Liwschitz em (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947) e em (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1950)⁹:

$$k_{xco} = \left(\frac{5 + 3k_r}{8} \right) \quad (3.79)$$

$$k_{xt} = \left(\frac{2 + 2k_r}{4} \right) \quad (3.80)$$

A equação (3.78) é reescrita em função de k_{xco} e k_{xt} por:

$$l_s = \frac{4\mu_0}{2pq} N_{sf}^2 L_{ef} \left[k_{xco} \left(\frac{2d_3}{3b_{s1}} \right) + \frac{d_4}{4b_{s1}} + k_{xt} \left(\frac{d_2}{b_{s1}} + \frac{d_1}{b_{s1} - b_s} \ln \left(\frac{b_{s1}}{b_s} \right) + \frac{d_0}{b_s} \right) \right] \quad (3.81)$$

⁸ $\frac{d_1}{b_{s1} - b_s} \ln \left(\frac{b_{s1}}{b_s} \right)$ Corresponde à permeância específica do trecho d_1 pela integral da força magnetomotriz no trecho, conforme apresentado em (LIPO, 2011, p. 166-168). Liwschitz em (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947, p. 64-65) considera a queda de força magnetomotriz no caminho médio, portanto, considera a permeância específica do trecho $d_1 = \frac{2d_1}{b_{s1} + b_s}$.

⁹ Para o cálculo da indutância de dispersão de ranhura, Liwschitz em (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1950, p. 120), despreza o termo $h' = d_4$, desta forma o termo $\frac{d_4}{4b_{s1}}$ não aparece em (4-13) – página 123. Esta consideração é, entretanto, explícita na versão em italiano do livro (LIWSCHITZ-GARIK, 1964, p. 53) e levada em consideração em (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014, p. 253-255), equação (4.83).

No caso de ranhura retangular e aberta, $b_{s1} = b_s$ e $d_1 = d_0 = 0$.

$$l_s = \frac{4\mu_0}{2pq} N_{sf}^2 L_{ef} \left[k_{xco} \left(\frac{2d_3}{3b_{s1}} \right) + \frac{d_4}{4b_{s1}} + k_{xt} \left(\frac{d_2}{b_{s1}} \right) \right] \quad (3.82)$$

3.7.1 Método geral para cálculo de k_r

Assumindo k_r' um fator de correção para a permeância específica mútua, devido à diferença entre as correntes nas bobinas superior e inferior na ranhura. Para cada ranhura, conforme sugerido em (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1950) $k_r' = \cos(\theta_r)$. Onde θ_r é a defasagem entre as correntes da bobina superior e inferior da ranhura. Para cálculo da indutância de dispersão de ranhura por fase considera-se o valor médio de k_r' para cada grupo de simetria do enrolamento. Portanto, $k_r = média(k_r')$.

No caso de máquinas com q inteiro os enrolamentos são simétricos para cada dois polos e o número de ranhuras por fase por conjunto de simetria é igual $2q$. Para q fracionário, $q = \alpha/\beta$, os enrolamentos são simétricos a cada β polos. Neste caso, o número total de ranhuras por fase por conjunto de simetria é igual $\alpha = \beta q$. Desta forma k_r é calculado, independentemente do número de fases da máquina, por:

$$k_r = \frac{1}{2q} \sum_{r=1}^{2q} \cos(\theta_r), q \text{ inteiro} \quad (3.83)$$

$$k_r = \frac{1}{\beta q} \sum_{r=1}^{\beta q} \cos(\theta_r), q = \frac{\alpha}{\beta} \quad (3.84)$$

A defasagem entre as correntes na bobina superior e inferior da ranhura, entretanto, dependerá do número de fases e do encurtamento de passo.

3.7.2 Cálculo de k_r para máquinas elétricas trifásicas.

Nesta secção, descreve-se a metodologia para cálculo de k_r em função do passo de bobina (em percentagem do passo polar) para máquinas elétricas trifásicas. A metodologia aqui apresentada é estendida, nas secções seguintes, para máquinas elétricas com mais de três fases. Considerando enrolamento trifásico, o passo polar

da máquina é dividido em $m = 3$ setores (*phase-belts*, faixas de fase) conforme apresentado na Tabela 4.

Tabela 4 – Setores associados à cada fase por passo polar.

Setor [°]	0-60	60-120	120-180
Fase	1	-3	2
Setor [°]	180-240	240-300	300-360
Fase	-1	3	-2

Para máquinas trifásicas, três situações são possíveis:

- i. Ranhura com bobinas das camadas superior e inferior de mesma fase. Neste caso $k_r' = 1$. Este caso acontece para encurtamentos de passo no intervalo $]0^\circ: 60^\circ[$.
- ii. Ranhura com bobinas das camadas superior e inferior com defasagem de 60° . Neste caso $k_r' = \cos(60^\circ)$. Tomando como exemplo a fase 1, isto acontece quando bobinas da fase 1 compartilham a ranhura com bobinas da fase 3 com polaridade negativa ($60^\circ = 240^\circ - 180^\circ$). Este caso acontece quando o encurtamento de passo pertence ao intervalo entre $]0^\circ: 120^\circ[$.
- iii. Ranhura com bobinas das camadas superior e inferior com defasagem de 120° . Neste caso $k_r' = \cos(120^\circ)$. Tomando como exemplo a fase 1, isto acontece quando as bobinas da fase 1 compartilham ranhura com bobinas da fase 2. Isso acontece para encurtamentos de passo no intervalo entre $[120^\circ: 180^\circ[$.

Para encurtamento de passo múltiplo de $180^\circ/m$, neste caso 60° , todas as bobinas de uma fase compartilham ranhura com bobinas de outra fase. Por exemplo, para um encurtamento de passo de 60° , todas as bobinas da fase 1 compartilham ranhura com bobinas da fase -3. Desta forma $k_r = \cos(60^\circ)$. Para encurtamento de passo igual a 120° as bobinas da fase 1 compartilham todas as ranhuras com bobinas da fase 2 e, portanto, $k_r = \cos(120^\circ)$.

Caso o encurtamento de passo esteja entre múltiplos de $180^\circ/m$, duas situações são possíveis. Por exemplo, para um encurtamento de passo de 30° , metade das bobinas da fase 1 compartilham ranhura com bobinas, também, da fase 1 e a outra metade compartilha ranhura com bobinas da fase -3. Desta forma: $k_r = [\cos(0^\circ) + \cos(60^\circ)]/2$. A figura a seguir apresenta k_r em função do passo de bobina $k_{c\%}$:

Figura 12 – K_r em função do passo de bobina para máquinas trifásicas.

Considerando valores típicos de encurtamento de passo, descreve-se, normalmente, k_r pela seguinte equação:

$$k_r(\tau_{c\%}) = \frac{1}{2}(3\tau_{c\%} - 1); \frac{2}{3} \leq \tau_{c\%} < 1 \quad (3.85)$$

Salienta-se, entretanto, que a equação (3.85) é apenas a equação da reta entre os pontos (1,1) e (2/3, 0.5) da Figura 12. A curva tracejada em azul corresponde à função cosseno de acordo com:

$$f(\tau_{c\%}) = \cos[\pi(1 - \tau_{c\%})] \quad (3.86)$$

3.7.3 Cálculo de k_r para máquinas elétricas de 5, 6 e 7 fases

Para máquinas de cinco e sete fases, os setores associados a cada fase são apresentados nas tabelas a seguir:

Tabela 5 – Fases associadas à cada setor por passo polar para máquina de 5 fases.

Setor [°]	0-36	36-72	72-108	108-144	144-180
Fase	1	-4	2	-5	3
Setor [°]	180-216	216-252	252-288	288-324	324-360
Fase	-1	4	-2	5	-3

Tabela 6 – Possíveis configurações de ranhura para fase 1 e valores de θ_r para máquina de 5 fases.

Ranhura	1 & 1	1 & -4	1 & 2	1 & -5	1 & 3
θ_r [°]	0	36	72	108	144

Tabela 7 – Fases associadas à cada setor por passo polar para máquina de 7 fases.

Setor [°]	0-25.7	25.7 - 51.4	51.4 - 77.1	77.1 - 102.9	102.9 - 128.6	128.6 - 154.3	154.3 - 180
Fase	1	-5	2	-6	3	-7	4
Setor [°]	180 - 205.7	205.7 - 231.4	231.4 - 257.1	257.1 - 282.9	282.9 - 308.6	308.6 - 334.3	334.3 - 360
Fase	-1	5	-2	6	-3	7	-4

Tabela 8 – Possíveis configurações de ranhura para fase 1 e valores de θ_r para máquinas de 7 fases.

Ranhura	1 & 1	1 & -5	1 & 2	1 & -6	1 & 3	1 & -7	1 & 4
θ_r [°]	0	25.71	51.43	77.14	102.86	128.57	154.29

Em ambos os casos, é possível provar que este é um resultado geral para máquinas com faixa de fase $180^\circ/m$, os possíveis valores de θ_r são definidos pela seguinte relação:

$$\theta_r = \left[0, \frac{\pi}{m}, 2 \frac{\pi}{m}, (m-1) \frac{\pi}{m} \right] \quad (3.87)$$

Para máquinas de seis fases, a configuração simétrica com faixa de fase de $180^\circ/m$ pode não ser possível ou desejável. Para máquinas elétricas com número par de fases a configuração simétrica com faixa de fase de $180^\circ/m$ é inconveniente pois o mesmo setor do passo polar teria que ser compartilhado entre duas fases distintas e o setor adjacente ficaria vazio. Para exemplificar este aspecto é apresentada na tabela a seguir como seria a distribuição fases por setor do passo polar para máquina de seis fases simétricas com faixa de fase de 30° .

Tabela 9 – Fases associadas à cada setor do passo polar, máquina de 6 fases simétricas, faixa de fase de 30° .

Setor [°]	0 - 30	30 - 60	60 - 90	90 - 120	120 - 150	150 - 180
Fase	1/-4		2/-5		3/-6	
Setor [°]	180 - 210	210 - 240	240 - 270	270 - 300	300 - 330	330 - 360
Fase	4/-1		5/-2		6/-3	

Tabela 10 – Fases associadas à cada setor do passo polar, máquina de 6 fases simétricas, faixa de fase de 60° .

Setor [°]	0 - 60	60 - 120	120 - 180
Fase	1/-4	2/-5	3/-6
Setor [°]	180 - 240	240 - 300	300 - 360
Fase	4/-1	5/-2	6/-3

Na prática constrói-se máquinas de seis fases simétricas com faixa de fase de 60° ($360^\circ/m$), neste caso as fases associadas a cada setor do passo polar estarão de acordo com a Tabela 10:

Para construção de máquinas elétricas de seis fases com faixa de fase de $180^\circ/m$, tipicamente, utiliza-se a configuração assimétrica do tipo *N-star*. Esta configuração é composta por N grupos de enrolamentos trifásicos defasados entre si por uma faixa de fase. Desta maneira, para a máquina de seis fases assimétrica, *2-star*, as fases associadas por setor e os possíveis valores de θ_r são apresentados nas tabelas a seguir:

Tabela 11 – Fases associadas à cada setor por passo polar para máquina de 6 fases *2-star*.

Setor [°]	0 - 30	30 - 60	60 - 90	90 - 120	120 - 150	150 - 180
Fase	1	4	-3	-6	2	5
Setor [°]	180 - 210	210 - 240	240 - 270	270 - 300	300 - 330	330 - 360
Fase	-1	-4	3	6	-2	-5

Tabela 12 – Possíveis configurações de ranhura para fase 1 e valores de θ_r para máquinas de 6 fases *2-star*.

Ranhura	1 & 1	1 & 4	1 & -3	1 & -6	1 & 2	1 & 5
θ_r [°]	0	30	60	90	120	150

Observa-se que os possíveis valores θ_r para máquina de seis fases *2-star* são descritos pela relação (3.87). Aplicando a mesma metodologia apresentada para o caso trifásico pode-se estabelecer a relação entre k_r e $\tau_{c\%}$, conforme apresentado nas figuras a seguir:

Figura 13 – K_r em função do passo de bobina para máquinas de 5 e 6 fases.

Figura 14 - k_r em função de $\tau_{c\%}$ para máquina de 7 fases.

Analisando-se as figuras 25 e 26, observa-se que a função $k_r(\tau_{c\%})$ consiste na discretização da função cosseno, equação (3.86), em passos de $1/m$.

Para valores típicos de encurtamento de passo, calcula-se $k_r(\tau_{c\%})$ para máquinas de 5, 6 (2-star) e 7 fases de acordo com as relações apresentadas na tabela a seguir:

Tabela 13 – $k_r(\tau_{c\%})$ para máquinas de 5, 6 (2-star) e 7 fases.

Nº Fases	$k_r(\tau_{c\%})$	$\tau_{c\%}$ Intervalo
5	$f_1 = 0,9549\tau_{c\%} + 0,0451$ $f_2 = 2,5\tau_{c\%} - 1,1910$	1. [4/5; 1,00] 2. [3/5; 4/5]
6 (2-STAR)	$f_1 = 3(2 - \sqrt{3})\tau_{c\%} + 3\sqrt{3} - 5$ $f_2 = 3(\sqrt{3} - 1)\tau_{c\%} + 2,5 - 2\sqrt{3}$	1. [5/6; 1,00] 2. [4/6; 5/6]
7	$f_1 = 0,9549\tau_{c\%} + 0,0451$ $f_2 = 2,5\tau_{c\%} - 1,1910$	1. [6/7; 1,00] 2. [5/7; 6/7]

3.7.4 Cálculo de k_r para máquinas elétricas de nove ou mais fases

Para máquinas de nove fases, as configurações simétrica e assimétrica (3-star) são possíveis. Seguindo a mesma metodologia aplicada às máquinas com menor número de fases é possível demonstrar que os valores de θ_r são iguais para ambos os casos e estão de acordo com a expressão (3.87). Este resultado significa que para o mesmo encurtamento de passo, a máquina simétrica e assimétrica terá o mesmo valor de k_r .

Tabela 14 – Fases associadas à cada setor por passo polar para máquina de 9 fases simétrica.

Setor [°]	0-20	20-40	40-60	60-80	80-100	100-120	120-140	140-160	160-180
Fase	1	-6	2	-7	3	-8	4	-9	5
Setor [°]	180-200	200-220	220-240	240-260	260-280	280-300	300-320	320-340	340-360
Fase	-1	6	-2	7	-3	8	-4	9	-5

Tabela 15 – Possíveis configurações de ranhura para fase 1 e valores de θ_r para máquinas de 9 fases simétrica.

Ranhura	1 & 1	1 & -6	1 & 2	1 & -7	1 & 3	1 & -8	1 & 4	1 & -9	1 & 5
θ_r [°]	0	20	40	60	80	100	120	140	160

Tabela 16 – Fases associadas à cada setor por passo polar para máquina de 9 fases 3-star.

Setor [°]	0-20	20-40	40-60	60-80	80-100	100-120	120-140	140-160	160-180
Fase	1	4	7	-3	-6	-9	2	5	8
Setor [°]	180-200	200-220	220-240	240-260	260-280	280-300	300-320	320-340	340-360
Fase	-1	-4	-7	3	6	9	-2	-5	-8

Tabela 17 – Possíveis configurações de ranhura para fase 1 e valores de θ_r para máquinas de 9 fases 3-star.

Ranhura	1 & 1	1 & 4	1 & 7	1 & -3	1 & -6	1 & -9	1 & 2	1 & 5	1 & 8
θ_r [°]	0	20	40	60	80	100	120	140	160

Figura 15 – K_r em função do passo de bobina para máquinas elétricas de 9 fases simétrica ou assimétrica 3-star.

Conforme o número de fases aumenta a diferença entre $k_r(\tau_{c\%})$ e a função cosseno torna-se desprezível. Desta forma:

$$k_r(\tau_{c\%}) \approx \cos[\pi(1 - \tau_{c\%})] \quad (3.88)$$

O autor em (CORDOVIL e CHABU, 2016) recomenda a utilização da equação (3.88) para máquinas de 9 ou mais fases. É possível demonstrar que ao se utilizar esta simplificação o erro de cálculo em k_{xco} e k_{xt} é sempre inferior a 1%. Este

resultado é válido para máquinas elétricas multifásicas com número de fases ímpar, simétricas ou *N-star*, e para máquinas elétricas multifásicas, com número par do tipo *N-star*.

Alternativamente, pode-se recorrer a um grupo de equações lineares para a caracterização de $k_r(\tau_{c\%})$, conforme apresentado para máquinas de 3, 5, 6 (*2-star*) e 7 fases. Para máquinas com faixa de fase de $180^\circ/m$ e possíveis valores de θ_r de acordo com (3.87), o grupo genérico de equações lineares para caracterização de $k_r(\tau_{c\%}) - f_1, f_2 \dots f_n$ – é calculado por:

$$f_{n+1} = a_{n+1}\tau_{c\%} + b_{n+1} \quad (3.89)$$

$$a_{n+1} = m \left[\cos\left(\pi \frac{n}{m}\right) - \cos\left(\pi \frac{n+1}{m}\right) \right] \quad (3.90)$$

$$b_{n+1} = \cos\left(\pi \frac{n}{m}\right) - a_{n+1} \left(1 - \frac{n}{m}\right) \quad (3.91)$$

$$n = 0, 1, 2 \dots (m - 1) \quad (3.92)$$

Onde $k_r(\tau_{c\%})$ é igual a f_{n+1} para $\tau_{c\%}$ no intervalo $\left[1 - \frac{n+1}{m}, 1 - \frac{n}{m}\right]$.

3.8 DEMAIS INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO

3.8.1 Indutância de dispersão de topo de dente.

A indutância de dispersão de topo de dente é calculada de acordo com a seguinte relação (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947, p. 69-70):

$$l_{tt} = \frac{4\mu_0}{2pq} N_{sf}^2 L_{ef} \left[\left(\frac{5 \frac{l_g}{b_s}}{5 + 4 \frac{l_g}{b_s}} \right) k_{xt} \frac{\tau_{shoe}}{\tau_p} \right] \quad (3.93)$$

No caso de enrolamento de camada simples ou de passo pleno $k_{xt} = 1$. Para máquinas de polos lisos $\tau_{shoe} = \tau_p$. Embora a equação (3.93) seja idêntica a equação utilizada para máquinas elétricas trifásicas, o impacto do enrolamento multifásico ocorre no cálculo de k_{xt} , conforme discutido na secção anterior.

3.8.2 Indutância de dispersão harmônica

A indutância de dispersão harmônica é calculada de acordo com (3.94) (LIPO, 2011, p. 201-204):

$$l_{bl} = L_m \frac{1}{k_{e1}^2} \left[\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{k_{eh}}{h} \right)^2 \right] \quad (3.94)$$

Caso a máquina possua enrolamentos amortecedores, ou gaiola de esquilo, a (PONOMAREV, ALEXANDROVA, *et al.*, 2014), (LIPO, 2011, p. 204) indutância de dispersão harmônica é em geral desprezível, uma vez que os enrolamentos amortecedores estabelecem um caminho de impedância aproximadamente zero para as componentes harmônicas de campo. A indutância de dispersão harmônica é mais relevante para máquinas de pequeno entreferro (elevada indutância de magnetização).

Para máquinas elétricas multifásicas ou com q fracionário, o autor desconhece equações analíticas para o somatório apresentado em (3.94). Nestes casos, portanto, para o cálculo da indutância de dispersão harmônica considera-se suficiente o cálculo do somatório até a harmônica de ordem ~ 50 . Um método analítico para o cálculo do somatório (3.94) para máquinas trifásicas com q inteiro é apresentado em (GIERAS e WING, 2002, p. 548-549).

Conforme comentado anteriormente, máquinas elétricas multifásicas com enrolamentos distribuídos e com onda de FMM simétrica, só apresenta harmônicas espaciais de ordem $h = 2km \pm 1$ (pressuposto de corrente senoidal). Desta forma, a redução da indutância de dispersão harmônica torna-se evidente.

3.9 NÚMERO DE PARES DE POLOS

Ao se aumentar o número de fases da máquina, em geral, existirá uma tendência para projetar geradores com passos polares maiores. Como consequência, o número de pares de polos que podem ser acomodados um certo valor de D_g será reduzido. Isso pode ser compreendido, de forma simples, ao se analisar a seguinte relação entre τ_p , q e τ_s :

$$\tau_p = mq\tau_s \quad (3.95)$$

Evidentemente, há um valor mínimo para o passo de ranhura uma vez que a ranhura precisa ter espaço suficiente para os enrolamentos do gerador. Desta forma, para q fixo, τ_p será tanto maior quanto maior o número de fases da máquina. A equação (3.95) pode ser reescrita de forma a se estabelecer um limite superior para o número de pares de polos, considerando valores específicos para D_g , q e para o passo de ranhura mínimo τ_{s_min} :

$$p < \frac{\pi D_g}{2mq\tau_{s_min}} \quad (3.96)$$

A tendência para a redução do número de pares de polos que o gerador pode acomodar com o aumento do seu número de fases é uma desvantagem de máquinas elétricas multifásicas para turbinas eólicas do tipo *direct-drive*. Geradores síncronos de baixa velocidade precisam ter um número elevado de pares de polos por conta da redução da performance dos conversores eletrônicos de potência em baixos valores de frequência elétrica. Este aspecto é comentado com mais detalhes no Apêndice A.

Tipicamente dimensiona-se geradores *direct-drive* para atingirem frequência elétrica nominal de pelo menos 15 Hz. Assumindo rotação nominal entre 9.0 e 9.5RPM, o número de pares de polos requeridos para aplicações de 10MW será em torno de $p = 100$.

O projeto a máquina com passo polar maior pode ainda aumentar a massa ativa do gerador e, conseqüentemente, reduzir a sua densidade de torque/potência. Isso pode ser observado ao se analisar as relações (3.44) e (3.45), onde é explícito que as dimensões das coroas estatórica e rotórica são inversamente proporcionais ao número de pares de polos.

3.10 RESISTÊNCIA ELÉTRICA

A resistência elétrica por fase do estator da máquina é calculada em termos do número de espiras conectadas em série por fase N_{sf} , do número de grupos conectados em paralelo N_{gp} , da resistividade elétrica do cobre ρ_{cu} , do comprimento médio da bobina l_{bm} e da área do cobre na ranhura A_{cu} (LIPO, 2011, p. 264).

$$R_f = \frac{N_{sf}}{N_{gp}} \rho_{cu} \frac{l_{bm}}{A_{cu}} \quad (3.97)$$

A área do cobre é definida em função da área da ranhura, do fator de preenchimento e do número de condutores por ranhura n_s .

$$\begin{aligned} A_{cu} &= \frac{A_s k_{pre}}{n_s} \\ A_{cu} &= \frac{A_s k_{pre}}{\frac{2N_{gp}N_{sf}}{2pq}} \\ A_{cu} &= \frac{pq A_s k_{pre}}{N_{gp}N_{sf}} \end{aligned} \quad (3.98)$$

Desta forma, a resistência elétrica por fase pode ser calculada por:

$$R_f = \frac{N_{sf}^2}{pq} \rho_{cu} \frac{l_{bm}}{A_s k_{pre}} \quad (3.99)$$

O valor de $A_s k_{pre}$ pode ser substituído por I_r/J_r , segundo (3.36):

$$\begin{aligned} R_f &= \frac{N_{sf}^2}{pq} \rho_{cu} \frac{l_{bm}}{\left(\frac{I_r}{J_r}\right)} \\ R_f &= \frac{N_{sf}^2}{pq} \rho_{cu} \frac{l_{bm} J_r}{\left(\frac{A_q \pi D_g}{N_s}\right)} \\ R_f &= \frac{2m N_{sf}^2 J_r}{\pi D_g A_q} \rho_{cu} l_{bm} \end{aligned} \quad (3.100)$$

O comprimento médio da bobina é estimado pela seguinte relação:

$$l_{bm} = 2L + 4(l_{e2} + l_{e3}) \quad (3.101)$$

Os parâmetros l_{e2} e l_{e3} são definidos na Figura 16.

Figura 16 – Cabeça de bobina.

Fonte: adaptado de (LIPO, 2011, p. 199).

O valor de l_{e2} pode ser estimado segundo (10.63) ou (10.64), l_{e3} é calculado por (LIPO, 2011, p. 261):

$$l_{e3} = \frac{\tau_{b(ave)}}{2} \frac{\tau_{s(ave)}}{\sqrt{\tau_{s(ave)}^2 - (b_c + t_e)^2}} \quad (3.102)$$

De forma alternativa, para o projeto inicial da máquina, pode-se recorrer às seguintes equações (UPADHYAY, 2008, p. 124):

$$l_{bm} = 2 \left(L + 1.25\tau_p + \frac{V_n + 3}{100} \right) \quad (3.103)$$

$$l_{bm} = 2 \left(L + 1.25\tau_p + \frac{3V_n + 10}{100} \right) \quad (3.104)$$

Onde (3.103) é usada para máquinas de tensão inferior a $3kV$ e (3.104) para máquinas de tensão superior à $3kV$. Em (3.103) e em (3.104), a tensão nominal da máquina V_n deve ser expressa em escrito em kV eficaz.

O valor da resistividade elétrica do cobre ρ_{cu} deve ser utilizado para a temperatura nominal de operação da máquina, tipicamente entre 75 e $120^\circ C$. A resistividade do cobre em função da temperatura é calculada por (FEUP):

$$\rho_{cu}(T) = \rho_{cu0}(1 + \alpha\Delta T) \quad (3.105)$$

Onde, ρ_{cu0} é a resistividade do cobre para $T = 0$ °C, $1.6 \Omega m 10^{-8}$, $\alpha = 0.0039 \Omega m 10^{-8}/K$, e ΔT é a diferença de temperatura em relação a 0 °C. A resistência elétrica pode ainda ser calculada em seu valor por unidade r_f dividindo-se (3.100) por (3.47):

$$r_f = \frac{\frac{2mN_{sf}^2}{\pi D_g} \frac{J_r}{A_q} \rho_{cu} l_{bm}}{\frac{2m\sqrt{2}k_{e1}N_{sf}^2 L_{ef} B_g}{A_q} f_{mec}}$$

$$r_f = \frac{J_r}{\sqrt{2}k_{e1}\pi D_g B_g f_{mec}} \rho_{cu} \frac{l_{bm}}{L_{ef}} \quad (3.106)$$

3.11 DENSIDADE DE PERDAS NO COBRE

Nesta secção é definido o parâmetro K_j que corresponde à densidade de perdas no cobre do estator em relação à área delimitada pelo entreferro da máquina. Este parâmetro é relacionado com a capacidade de dissipação de calor da máquina elétrica e é aproximadamente constante, independentemente das dimensões da máquina, para uma estratégia específica de refrigeração (PELLEGRINO, 2016, p. 30).

$$K_j = \frac{m R_{ph} I_f^2}{\pi D_g L} \quad (3.107)$$

$$K_j = \frac{m \left[\frac{2mN_{sf}^2}{\pi D_g} \frac{J_r}{A_q} \rho_{cu} l_{bm} \right] \left(\frac{A_q \pi D_g}{2mN_{sf}} \right)^2}{\pi D_g L}$$

$$K_j = \rho_{cu} J_r A_q \frac{l_{bm}}{2L} \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (3.108)$$

Valores de referência para K_j são apresentados na tabela a seguir:

Tabela 18 – Valores de referência para K_j (PELLEGRINO, 2016, p. 29)

$K_j (kW/m^2)$	Refrigeração
1.5 – 3.0	Fechada
5.0 – 12.0	Ventilação forçada
12.0 – 20.0	Líquido

3.12 PERDAS NO FERRO

Para cálculo das perdas no ferro recorre-se a seguinte relação:

$$P_{fe} = k_1 f_e B^\alpha + k_2 f_e^2 B^2 [W/kg] \quad (3.109)$$

O primeiro termo corresponde às perdas por histerese, onde α assume valores entre 1.5 e 2.2. O segundo termo corresponde às perdas Foucault. O valor das perdas no ferro total no ferro para condições específicas de frequência elétrica e indução magnética são normalmente fornecidos pelos fabricantes das chapas de aço.

Neste trabalho, assume-se $\alpha = 2$ e considera-se para o estator da máquina o aço-silício do tipo M-15 (0.46mm) com os parâmetros descritos na tabela a seguir (AK STEEL, 2007):

Tabela 19 – Parâmetros do Aço-Silício M-15

Aço Silício – M15 (0.46mm)		
Parâmetro	Valor	Unidade
Densidade (ρ_{fe})	7.65	g/cm ³
P_{fe} (50Hz, 1.5T)	2.79	W/kg
P_{fe} (60Hz, 1.5T)	3.53	W/kg
k_1	0.017977	-
k_2	0.0001359	-

Figura 17 – Perdas no Aço Silício M-15 0.46mm

4 MODELAGEM DE TURBINA EÓLICA

Neste capítulo serão apresentadas as considerações adotadas para modelagem da turbina eólica de 10MW. Estes parâmetros definem as hipóteses iniciais para o projeto dos geradores elétricos que serão estudados nos capítulos a seguir.

4.1 CONVERSÃO DE ENERGIA

Primeiramente é necessário introduzir os principais fatores que permitem a modelagem da turbina eólica. A potência eólica disponível no volume de ar que cruza, perpendicularmente, a área do rotor da turbina é calculada por (MANWELL, MCGOWAN e ROGERS, 2002):

$$P_u = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 U^3 \quad (4.1)$$

Onde ρ é a massa específica do ar, R é o raio do rotor da turbina e U é a velocidade do vento. A razão entre a potência mecânica extraída pela da turbina ($T_t \omega_t$) e a potência disponível no vento é conhecida por coeficiente de potência C_p . Desta forma (BURTON, SHARPE, *et al.*, 2001, p. 44-45):

$$P_t = C_p \frac{1}{2} \rho \pi R^2 U^3 \quad (4.2)$$

O coeficiente de potência mecânico da turbina eólica é função do ângulo de *pitch* β das pás da turbina e do parâmetro λ – *Tip speed ratio* – corresponde à razão entre a velocidade da ponta da pá ($\omega_t R$) e a velocidade do vento U (HEIER, 2006, p. 40-44).

$$\lambda = \frac{\omega_t R}{U} \quad (4.3)$$

Assumindo operação com β constante, há uma rotação ótima da turbina eólica que maximiza a extração da energia mecânica do vento. Em outras palavras, existe um valor ótimo de $\lambda = \lambda_{opt}$ para o qual $C_p = C_{pmax}$. O valor máximo teórico para o coeficiente de potência é igual a 59.3% (16/27), conhecido como limite de Betz (BURTON, SHARPE, *et al.*, 2001, p. 45).

A equação da potência da turbina pode ser escrita em função de λ :

$$P_t = C_p(\beta, \lambda) \frac{1}{2} \rho \pi R^2 \left(\frac{\omega_t R}{\lambda} \right)^3 \quad (4.4)$$

$$P_t = C_p(\beta, \lambda) \frac{1}{2} \frac{\rho \pi R^5}{\lambda^3} \omega_t^3 \quad (4.5)$$

Uma vez que $P_t = T_t \omega_t$:

$$T_t = C_p(\beta, \lambda) \frac{1}{2} \frac{\rho \pi R^5}{\lambda^3} \omega_t^2 \quad (4.6)$$

Para operação com β constante, é possível estabelecer uma relação, entre torque e rotação da turbina eólica, ótima para máxima extração de energia do vento (MANWELL, MCGOWAN e ROGERS, 2002, p. 360).

$$T_{opt} = C_{p_max} \frac{1}{2} \frac{\rho \pi R^5}{\lambda_{opt}^3} \omega_t^2 \quad (4.7)$$

Como será discutido na secção a seguir, a equação (4.7) é tipicamente utilizada para o controle da turbina eólica em condições de vento de baixa velocidade.

4.2 MODOS DE OPERAÇÃO

Turbinas eólicas de velocidade variável, normalmente, apresentam três modos distintos de operação, Figura 18, (MANWELL, MCGOWAN e ROGERS, 2002, p. 361-363), (BURTON, SHARPE, *et al.*, 2001, p. 481-486). O primeiro modo é utilizado para velocidades de vento entre a velocidade inicial de operação da turbina eólica (“*cut-in*”, assumido = 4 m/s) e uma velocidade de vento intermediária, inferior à velocidade de vento nominal U_n . Neste trabalho, assume-se que o valor desta velocidade de vento intermediária é de 80% da velocidade de vento nominal.

Neste estágio a turbina eólica opera com λ constante e igual ao seu valor ótimo λ_{opt} . Além disso, o ângulo β é constante, com valor próximo de zero, para acelerar o tanto quanto for possível o rotor da turbina. A turbina é controlada para manter a relação ótima entre torque e rotação da turbina de acordo com (4.7).

O segundo modo de operação consiste na transição entre a operação com λ_{opt} e a operação em potência nominal. Neste modo de operação, a turbina opera com rotação constante e, desta forma, λ decai de forma inversamente proporcional à velocidade do vento – Figura 19.

Conforme comentado na secção anterior, o coeficiente de potência da turbina eólica é função de λ , portanto durante o segundo modo de operação não é possível manter $C_p = C_{pmax}$. Neste trabalho, considera-se a aproximação apresentada na Figura 19.

Figura 18 – Potência mecânica normalizada e modos de operação.

No terceiro modo de operação, a turbina opera em potência nominal, o controle de passo (*pitch* - β) é encarregado por manter a turbina em condições nominais de torque e rotação para velocidades de vento de até 25 m/s. Quando a velocidade de vento ultrapassa 25 m/s a turbina eólica é desligada (*cut-off*).

Figura 19 – TSR e Cp mecânico normalizados.

Com as simplificações apresentadas é possível modelar a relação entre torque e rotação da turbina eólica (Figura 19) de forma razoavelmente realística para uma

turbina eólica *offshore*. Os valores de diâmetro, C_{Pmax} e velocidade de ponta de pá são baseados no estudo – “DTU 10MW reference wind turbine” – (BAK, ZAHLE, *et al.*, 2013). Os principais parâmetros da turbina eólica são apresentados Tabela 20.

Tabela 20 – Parâmetros da turbina eólica

Parâmetro	Valor	Unidade
Diâmetro do Rotor	180	<i>m</i>
Velocidade de ponta de pá	90	<i>m/s</i>
Velocidade de vento nominal	12.17	<i>m/s</i>
Rotação Nominal	9.55	<i>RPM</i>
<i>Tip Speed Ratio</i> ótimo (λ_{opt})	9.24	-
<i>Tip Speed Ratio</i> nominal	7.40	-
C_{Pmax}	0.494	-
C_{Pn}	0.395	-
Torque Nominal	11096	<i>kNm</i>
Potência Nominal Mecânica	11096	<i>kW</i>

Figura 20 – Características da turbina eólica.

4.3 TREM DE POTÊNCIA

Para o trem de potência considera-se gerador síncrono multifásico de média velocidade com excitação por ímãs permanentes. Opta-se por um sistema de média velocidade ao invés de um sistema de baixa velocidade (*direct-drive*) pelos seguintes motivos:

- i. Gerador multifásico com enrolamentos distribuídos tem menor capacidade de acomodar pares de polos do que soluções trifásicas. A solução multifásica, com enrolamentos distribuídos, portanto, é mais adequada para máquinas de média velocidade (conforme discutido na secção 3.9).
- ii. A solução de média velocidade beneficia a operação do conversor eletrônico de potência em termos de performance, fiabilidade e custos (Apêndice A).
- iii. Por conta do menor volume do gerador elétrico, a solução de média velocidade será menos susceptível a flutuação de custo dos ímãs permanentes, o que reduz o risco econômico do projeto.
- iv. Devido à caixa multiplicadora, os componentes envolvidos no trem de potência apresentam menores dimensões, o que reduz custos para manuseio, transporte, logística e manufatura da turbina.
- v. Conforme apresentado no estado da arte deste trabalho, Figura 6, espera-se que a solução de média velocidade tenha densidade de torque (kNm/ton) superior a soluções de baixa velocidade. Em turbinas eólicas *offshore*, o peso total da *Nacelle* tem impacto significativo nos custos globais da turbina. Desta forma, é desejável utilizar tecnologias de alta densidade de torque para reduzir LCOE da turbina.

4.3.1 Parâmetros da caixa multiplicadora

Assume-se caixa multiplicadora de dois estágios com taxa de transmissão de 6:1 por estágio. A eficiência da caixa multiplicadora é calculada segundo (JAMIESON, 2011, p. 122):

$$\eta = 1 - \frac{\left(\frac{10}{3} + 2N\right)}{1000p} - \frac{5N}{1000} \quad (4.8)$$

Onde, η é o rendimento da caixa multiplicadora, N é o número de estágios e p é a potência da turbina em p.u. Para caixa multiplicadora de dois estágios, as perdas nominais são de 1.733%. Equivalente a 192.3kW para 11096 kW de potência de entrada.

Figura 21 – Eficiência da caixa multiplicadora

Fonte: Adaptado de (JAMIESON, 2011, p. 123).

4.3.2 Perdas mecânicas

As perdas mecânicas do gerador, em velocidade nominal, são estimadas em 1% da potência nominal de entrada. Este valor de perdas é decomposto em duas componentes, a primeira consiste nas perdas nos rolamentos P_b e a segunda consiste nas perdas por atrito viscoso P_w .

$$P_{gm_loss} = P_b + P_w \quad (4.9)$$

$$P_b = k_b \omega \quad (4.10)$$

$$P_w = k_w \omega^2 \quad (4.11)$$

Assume-se que 70% das perdas mecânicas do gerador, em condições nominais, correspondem às perdas no rolamento e 30% às perdas por atrito viscoso. Desta forma, considerando-se as perdas da caixa multiplicadora, chega-se aos resultados apresentados na tabela a seguir:

Tabela 21 – Perdas nominais mecânicas do gerador

Perdas mecânicas do gerador		
Parâmetro	Valor	Unidade
P_{gm_loss}	109	kW
k_b	2.120	kWs
k_w	0.025	kWs ²

4.3.3 Torque e potência no entreferro

Uma vez definido o sistema mecânico de acionamento do gerador elétrico, torna-se possível calcular os valores de potência e torque que precisam ser desenvolvidos no entreferro do gerador – Figura 22. As condições nominais de operação são apresentadas na Tabela 22.

Figura 22 – Condições de operação no entreferro.

Tabela 22 – Condições nominal de operação no entreferro

Condições de operação no entreferro		
Parâmetro	Valor	Unidade
P_{gap}	10795	kW
T_{gap}	299.85	kNm
N_{mec}	343.8	RPM

4.4 INTERFACE GERADOR – ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Para o conversor eletrônico de potência adota-se a solução convencional – conversores trifásicos de dois níveis com módulos IGBT de 1700V/3600A. Conforme discutido no Apêndice A, cada conversor trifásico tem capacidade de potência em torno de 2MVA. Desta forma, seis conversores trifásicos são adotados.

As seguintes soluções para interface entre gerador e conversor eletrônico de potência serão analisadas:

4.4.1 Solução 1 – Gerador trifásico com conversores em paralelo

A primeira solução a ser analisada é a solução tradicional da indústria, composta por um gerador elétrico trifásico de baixa tensão com múltiplos conversores trifásicos conectados em paralelo – Figura 23.

Esta solução apresenta como vantagens: topologia convencional para o gerador elétrico, resiliência a falhas nos conversores eletrônicos de potência. Entretanto, uma estratégia especial de controle precisa ser adotada para mitigar as correntes circulantes entre conversores e, conforme já comentado, esta solução não é resiliente a falhas nos enrolamentos do gerador.

Figura 23 – Solução 1: Gerador trifásico com conversores em paralelo

4.4.2 Solução 2 – Gerador de 6 fases com conversores em paralelo

De forma alternativa, pode-se utilizar um gerador de seis fases onde cada grupo trifásico do gerador é acoplado a três conversores eletrônicos de potência trifásicos em paralelo. Os neutros de cada grupo trifásico da máquina elétrica devem ser desacoplados para evitar correntes circulantes entre grupos trifásicos do gerador.

Figura 24 – Solução 2: Gerador de 6 fases com conversores em paralelo

A solução 2, quando comparada com a solução 1, possui a vantagem de poder continuar em operação caso exista falha nos enrolamentos de um dos grupos trifásicos do gerador. Ademais, a solução 2 continua capaz de operar caso exista falha em um dos conversores eletrônicos de potência.

Correntes circulantes, entretanto, vão aparecer entre os conversores e o neutro de cada grupo trifásico. Desta forma, uma estratégia de controle específica precisa ser adotada para mitigar os impactos destas correntes indesejadas. Salienta-se, contudo, que a complexidade desta estratégia de controle será reduzida, uma vez que existem menos conversores em paralelo.

Há, ainda, maior complexidade para o sistema de controle de torque e, complexidade adicional relativa ao controle do sistema para operação quando há falha em um dos enrolamentos estatóricos.

4.4.3 Solução 3 – Gerador de 9 fases com conversores em paralelo

A solução 3 utiliza um gerador elétrico de nove fases com dois conversores trifásicos conectados em paralelo por grupo trifásico do gerador. Esta solução é resiliente caso exista falha nos enrolamentos de até dois grupos trifásicos do gerador elétrico e, também, é resiliente a falhas nos conversores eletrônicos de potência.

Em relação à solução 2, a estratégia de controle das correntes circulantes por grupo trifásico do gerador será mais simples, uma vez que apenas dois conversores estão em paralelo por grupo trifásico.

Figura 25 – Solução 3: Gerador de 9 fases com conversores em paralelo

4.4.4 Solução 4 – Gerador de 18 fases

A solução 4 é a mesma adotada nas turbinas G135 da Gamesa e na turbina Haliade da GE. Nesta solução, cada conversor eletrônico de potência é associado a um grupo trifásico do gerador, cada grupo trifásico possui neutro independente. Além do mais, esta solução pode continuar a operar, com potência reduzida, quando há falha nos enrolamentos de até cinco grupos trifásicos.

A grande vantagem desta solução, em relação às soluções anteriores, é o não aparecimento de correntes circulantes entre conversores. Evita-se, portanto, a estratégia de controle para mitigação destas correntes indesejadas. Por outro lado, por se tratar de uma máquina com número muito elevado de fases, a complexidade geral de controle do gerador aumenta.

Figura 26 – Solução 4: Gerador de 18 fases.

4.4.5 Perdas nos cabos

Para turbinas eólicas *offshore*, normalmente situa-se o transformador elevador na base da turbina. Desta forma, os cabeamentos de baixa tensão (~690V) podem ter comprimento em torno de 100m, contribuindo de forma significativa para as perdas totais da turbina. Assume-se que a resistência por fase destes cabos pode ser estimada por:

$$R_{cable} = 0.005m \frac{E_f^2}{P_{gap}} \quad (4.12)$$

4.4.6 Comentários gerais

Neste estudo foi assumido que cada conversor eletrônico de potência (retificador ou inversor) é composto por três braços em meia-ponte com seis módulos IGBT com os seus respectivos diodos em antiparalelo. É possível, entretanto, projetar chaves (*switch*) com mais de um módulo IGBT em paralelo. Por exemplo, a solução 3 poderia ser composta por três conversores, onde cada chave seria composta por dois módulos IGBT em paralelo, resultando em 12 módulos IGBT por conversor. Esta solução, por um lado pode facilitar o disparo simultâneo das chaves e possibilita a utilização de um único banco de capacitores para “dois conversores”. Quando os conversores são colocados em paralelo, ao invés das chaves, há a vantagem de se utilizar componentes *off-the-shelf*, o disparo simultâneo, entretanto, torna-se mais

complicado e as diferenças nas tensões entre links-DC favorecem o surgimento de correntes circulantes.

Caso exista falha em um dos conversores das soluções 1 e 4 é simples de observar que o sistema pode continuar em operação em regime equilibrado. Para as soluções 2 e 3, isso também é verdadeiro e é demonstrado no Apêndice B.

Tabela 23 – Comparação funcional entre soluções.

Funcionalidade	Solução 1	Solução 2	Solução 3	Solução 4
É resiliente a falha em pelo menos um enrolamento estatórico?	Não	Sim	Sim	Sim
É resiliente a falha nos conversores eletrônicos de potência?	Sim	Sim	Sim	Sim
Necessita de estratégia de controle para correntes circulantes?	Sim maior complexidade	Sim complexidade intermediária	Sim menor complexidade	Não

4.5 ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Para os conversores eletrônicos de potência, adota-se tensão nominal do link DC igual a $V_{DC} 1150V$, $k_v = 67,65\%$. Os conversores são parametrizados com base no módulo IGBT da Infineon 1700V/3600A FZ3600R17HP4 (INFINEON, 2013). Assume-se frequência de chaveamento de 2,5kHz. Para projeto e operação da máquina adotam-se as seguintes restrições:

1. Valor de pico da corrente nominal de fase deve ser inferior a 65% da corrente nominal do semicondutor. Desta forma, o valor máximo da corrente de fase do conversor eletrônico de potência deve ser inferior a 1655 Arms.
2. O valor da tensão alternada de fase máxima que o conversor é capaz de estabelecer é de 445,7 Vrms. É equivalente à um índice de modulação em amplitude, “*modulation index*”, de 95% ou 1,097 (100% = 1,1547).
3. Frequência elétrica fundamental deverá ser superior a 40Hz, portanto $p \geq 7$.

Os impactos térmicos destes pressupostos de operação são explorados no Apêndice A.

4.5.1 Cálculo das perdas médias

As perdas médias em um período de condução são calculadas assumindo um pior caso, onde a temperatura da junção dos IGBTs e diodos é constante e igual a 125°C. Essa aproximação é feita para simplificar o cálculo analítico e, ao mesmo tempo, apresentar resultados conservativos. Nestas condições, os módulos da Infineon FZ3600R17HP4 são modelados por:

Tabela 24 – Parâmetros à 125°C FZ3600R17HP4

IGBT @125 °C			Diodo @125 °C		
Parâmetro	Valor	Unidade	Parâmetro	Valor	Unidade
V_{CE0}	0,940	V	V_{f0}	0,920	V
R_{I0}	0,00039	Ω	R_{f0}	0,00029	Ω
E_{on}	800	mJ	E_{rec}	950	mJ
E_{off}	1450	mJ			

Os valores nominais I_{nom} e V_{dcn} utilizados para derivação dos dados apresentados no *datasheet* deste componente são 3600 A e 900 V. As perdas médias são calculadas de acordo com a metodologia utilizada pela Infineon no seu programa IPOSIM (INFINEON, 2006). Para o módulo IGBT as perdas por condução são modeladas de acordo com a equação (4.13) e as perdas de chaveamento conforme a relação (4.14) :

$$P_{I_cond_avg} = \frac{1}{2} \left(V_{CE0} \frac{I_{pk}}{\pi} + R_{I0} \frac{I_{pk}^2}{4} \right) + m_a \cos(\varphi) \left(V_{CE0} \frac{I_{pk}}{8} + R_{I0} \frac{I_{pk}^2}{3\pi} \right) \quad (4.13)$$

$$P_{I_sw_avg} = \frac{1}{\pi} f_{sw} (E_{on} + E_{off}) \frac{I_{pk}}{I_{nom}} \frac{V_{dc}}{V_{dcn}} \quad (4.14)$$

Onde m_a é o índice de modulação em amplitude, corresponde à razão entre o valor de pico da tensão AC e $\frac{V_{dc}}{2}$. As perdas médias por condução e chaveamento para o diodo são calculadas por:

$$P_{D_cond_avg} = \frac{1}{2} \left(V_{f0} \frac{I_{pk}}{\pi} + R_{f0} \frac{I_{pk}^2}{4} \right) - m_a \cos(\varphi) \left(V_{f0} \frac{I_{pk}}{8} + R_{f0} \frac{I_{pk}^2}{3\pi} \right) \quad (4.15)$$

$$P_{D_sw_avg} = f_{sw} E_{rec} \left(\frac{0.96}{\pi} \sqrt{\frac{I_{pk}}{I_{nom}}} + 0.1 \right) \frac{V_{dc}}{V_{dcn}} \quad (4.16)$$

O conversor que opera do lado do gerador (*Machine Side Converter – MSC*) opera com retificador e, neste caso, $\cos(\varphi)$ nas equações (4.13) e (4.15) é negativo. O contrário é válido para o conversor do lado da rede (*Line Side Converter – LSC*).

4.5.2 MSC – Controle de Torque

A fim de minimizar as perdas do sistema, adota-se, sempre que possível, a estratégia de controle que maximiza a eficiência da máquina. Esta estratégia é conhecida por MTPA – *Maximum Torque per Ampere*. Onde, é possível estabelecer uma relação ótima entre i_d e i_q para a produção de torque. A trajetória (Figura 27) ótima é calculada por (KANG, KO, *et al.*, 2010):

$$i_d = \frac{\Psi_{PM}}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_{PM}^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (4.17)$$

Figura 27 – Estratégia MTPA.

Caso não seja possível utilizar esta estratégia devido à tensão máxima AC que o conversor consegue estabelecer aos terminais da máquina, adota-se a estratégia MTPV – *Maximum Torque per Voltage*. De forma similar a estratégia MTPA, a relação entre i_d e i_q , neste caso, é dada por (KANG, KO, *et al.*, 2010):

$$i_d = -\frac{\Psi_{PM}}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{max}^2}{\omega_e^2} + (L_q i_q)^2} \quad (4.18)$$

Os pontos de operação do gerador e do MSC, são definidos, portanto, pela relação $T(\omega)$ apresentada na secção 4.3.3 em conjunção com as equações (4.17) ou (4.18). As equações diferenciais que relacionam tensão, corrente, fluxo magnético, torque e rotação são apresentadas no Apêndice D.

4.5.3 LSC – Fator de potência unitário

Com a finalidade de calcular a eficiência global do sistema, assume-se que o LSC opera com tensão nominal, 690 Vrms, e fator de potência unitário.

4.6 RENDIMENTO E COEFICIENTE DE POTÊNCIA ELÉTRICO

Neste trabalho, utiliza-se o termo “rendimento global” n_g para se referir à eficiência entre a potência mecânica disponível no eixo de baixa rotação da turbina e a potência elétrica de saída, antes do transformador. Desta forma, é n_g calculado por:

$$n_g = 1 - \frac{P_{gb_loss} + P_{gen_loss} + P_{cable} + P_{MSC_loss} + P_{LSC_loss}}{P_{mec}} \quad (4.19)$$

Onde, P_{gb_loss} são as perdas na caixa multiplicadora, P_{gen_loss} corresponde às perdas no gerador elétrico, P_{cable} refere-se às perdas nos cabamentos de baixa tensão, P_{MSC_loss} e P_{LSC_loss} são as perdas nos conversores eletrônicos de potência (retificador e inversor), P_{mec} é a potência mecânica da turbina eólica ($T_t \omega_t$).

O coeficiente de potência elétrico da turbina eólica, é a razão entre a potência elétrica de saída, antes do transformador, e a potência disponível no recurso eólico.

$$C_{pe} = \frac{n_g P_{mec}}{P_u} = n_g C_p \quad (4.20)$$

5 CIRCUITO MAGNÉTICO

5.1 TOPOLOGIA DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO

Adota-se sistema de excitação de ímãs permanentes do tipo c), conforme a classificação da Figura 10. A topologia adotada é baseada no gerador da empresa The Switch, apresentado em (THE SWITCH, 2010) – Figura 28.

Figura 28 – Topologia de excitação por ímãs permanentes.

Fonte: (THE SWITCH, 2010).

Assume-se que o ímã, para passo polar centrado no eixo-y, é horizontal. A camada de material ferromagnético para conformação de campo tem como intuito estabelecer entreferro aproximadamente cossenoidal. Os vazamentos do rotor serão estabelecidos de forma a guiar o fluxo magnético pela área delimitada pela dimensão da coroa rotórica h_{ry} e o comprimento efetivo da máquina L_{ef} .

Para cálculo eletromagnético do gerador, a geometria rotórica é simplificada e parametrizada de acordo com a figura a seguir:

5.2 CÁLCULO DO CIRCUITO MAGNÉTICO

A força magnetomotriz produzida pelo imã deverá ser suficiente para vencer a força magnetomotriz requerida para magnetização do entreferro e das estruturas ferromagnéticas, portanto:

$$2H_m l_m = 2H_g k_{cs} l_g + 2f_t + H_{sy} l_{sy} + H_{ry} l_{ry}$$

$$H_m l_m = H_g k_{cs} l_g + f_t + \frac{1}{2} H_{sy} l_{sy} + \frac{1}{2} H_{ry} l_{ry} \quad (5.1)$$

Onde k_{cs} é o fator de Carter para ranhuras do estator e f_t corresponde à queda de força magnetomotriz no dente da armadura.

Para cálculo da queda da força magnetomotriz nos dentes do estator divide-se o dente em quatro secções de acordo com a Figura 30. Para open slots com dentes retangulares $b_{t0} = b_{t1} = b_{t2} = b_{t3}$. No caso de ranhura retangular $b_{t0} \neq b_{t1} \neq b_{t2} \neq b_{t3}$.

Figura 30 – Geometria da ranhura.

A queda de força magnetomotriz total no dente é calculada pela soma da força magnetomotriz por secção:

$$f_t = H_{t0} l_{t0} + H_{t1} l_{t1} + H_{t2} l_{t2} + H_{t3} l_{t3} \quad (5.2)$$

Onde:

$$l_{t0} = d_0$$

$$l_{t1} = d_1$$

$$l_{t2} = l_{t3} = \frac{(d_3 + d_4 + d_5 + d_6)}{2}$$

5.2.1 Fluxo e indução magnética no imã

O fluxo e a indução magnética no imã, φ_m e B_m , são calculados pelas seguintes relações:

$$\varphi_m = \varphi_g k_{dis} \quad (5.3)$$

$$B_m = \frac{2}{\pi} B_g \frac{\tau_p}{b_m} k_{dis} \quad (5.4)$$

$$B_m = B_c \left(1 - \frac{H_m}{H_c} \right) \quad (5.5)$$

Onde k_{dis} corresponde à dispersão magnética do sistema de excitação, b_m é a largura do imã, B_c e H_c correspondem à indução e campo magnéticos coercitivos do imã. O ponto de operação da máquina é encontrado quando a indução magnética do imã quando calculada por (5.4) e (5.5) convergem para o mesmo valor (Figura 31).

Figura 31 – Ponto de operação do imã

5.2.2 Fluxo e indução magnética na coroa do rotor

Metade do fluxo produzido pelo imã é conduzido pela coroa do rotor, desta forma φ_{ry} e B_{ry} são calculados de acordo com:

$$\varphi_{ry} = \frac{\varphi_m}{2} \quad (5.6)$$

$$B_{ry} = \frac{B_m}{2} \frac{b_m}{h_{ry}} \quad (5.7)$$

5.2.3 Fluxo e indução magnética na coroa do estator

De forma análoga, metade do fluxo magnético do entreferro é conduzido pela coroa estatórica:

$$\varphi_{sy} = \frac{\varphi_g}{2} \quad (5.8)$$

$$B_{sy} = \frac{2}{\pi} B_g \frac{\tau_p}{h_{sy}} \quad (5.9)$$

5.2.4 Fluxo e indução magnética no dente

Assume-se que o fluxo magnético do entreferro passa apenas pela área igual a $\frac{\tau_{shoe}}{\tau_p}$ vezes a área total de dentes do passo polar, matematicamente escreve-se:

$$\varphi_t = \frac{\varphi_g}{qm \frac{\tau_{shoe}}{\tau_p}} \quad (5.10)$$

A indução magnética é calculada assumindo-se a área média de cada secção do dente de acordo com a Figura 30:

$$B_{t0} = \frac{\frac{2}{\pi} B_g \tau_p}{qm b_{t0} \frac{\tau_{shoe}}{\tau_p}} \quad (5.11)$$

$$B_{t1} = \frac{\frac{2}{\pi} B_g \tau_p}{qm \frac{(b_{t0} + b_{t1})}{2} \frac{\tau_{shoe}}{\tau_p}} \quad (5.12)$$

$$B_{t2} = \frac{\frac{2}{\pi} B_g \tau_p}{qm \frac{(b_{t1} + b_{t2})}{2} \frac{\tau_{shoe}}{\tau_p}} \quad (5.13)$$

$$B_{t3} = \frac{\frac{2}{\pi} B_g \tau_p}{qm \frac{(b_{t2} + b_{t3})}{2} \frac{\tau_{shoe}}{\tau_p}} \quad (5.14)$$

5.2.5 Campos magnéticos

Uma vez que as induções magnéticas são calculadas para cada parte do circuito magnético, os campos magnéticos são calculados ao se recorrer às curvas de magnetização dos materiais de cada parte do circuito magnético e à permeabilidade magnética do ar ($H_g = \frac{B_g}{\mu_0}$).

Para o estator da máquina considera-se aço silício do tipo *M-15* e, para o rotor, aço carbono “*US Steel Type 2-S0.018 inch*”. As curvas de magnetização dos aços são apresentadas na Figura 32.

Figura 32 – Curvas de magnetização.

O ímã é de NdFeB do tipo N48SH, com curvas de desmagnetização para 20°C e 100°C apresentadas na Figura 33. Para o projeto da máquina consideram-se as

características do ímã à 100 °C. Os parâmetros do ímã N48SH são apresentados na Tabela 25.

Figura 33 – Curva de desmagnetização NdFeB N48SH.

Tabela 25 – Parâmetros do ímã NdFeB N48SH.

Parâmetro	Valor	Unidade
Campo remanente 20°C	1.390	T
Campo remanente 100°C	1.229	T
Campo coercitivo 20°C	995	kA/m
Campo coercitivo 100°C	569	kA/m

6 COMPARAÇÃO ENTRE DIFERENTES TOPOLOGIAS

Neste capítulo, primeiramente, são apresentadas as características de projeto adotadas para cada gerador elétrico estudado neste trabalho. Nomeadamente, para o gerador de três fases (Solução 1), gerador de seis fases (Solução 2), gerador de nove fases (Solução 3), e gerador de dezoito fases (Solução 4).

As condições mecânicas de operação, incluindo perdas, são consideradas constantes para todas as topologias. Estas condições são detalhas nas secções 4.2 e 4.3. Na Tabela 26 são apresentados os parâmetros de projeto que são comuns em todos os casos analisados.

Tabela 26 – Condições de projeto

Condições de projeto			
Parâmetro	Valor	Unidade	Comentário
P_{gap}	10,795	MW	Potência ativa no entreferro
T_{gap}	299,85	kNm	Torque no entreferro
$f_{p_{gap}}$	1,0	-	Fator de potência interno
f_{mec}	5,73	Hz	Frequência mecânica (343,8 RPM)
B_g	0,903	T	Carregamento magnético
A_q	64000	Arms/m	Carregamento elétrico
J_r	5,0	Arms/mm ²	Densidade de corrente na ranhura
D_g/L_{ef}	2,6	-	Relação de aspecto (aspect ratio)
l_g	5,0	mm	Entreferro mínimo (eixo-d)
l_m	14,0	mm	Espessura do imã
k_s	0,50	-	Razão entre abertura da ranhura e passo de ranhura
B_{ry}	1,30	T	Indução magnética na coroa rotórica
B_{sy}	1,20	T	Indução magnética na coroa estatórica
k_{ench}	0,50	-	fator de preenchimento da ranhura
k_{emp}	0,98	-	fator de empacotamento do aço (rotor e estator)
k_{dis}	1,15	-	fator de dispersão
τ_{shoe}/τ_p	0,76	-	Razão entre sapata polar e passo polar
N_{sf}	8	-	Número de bobinas em série por fase
I_{max}	1655	Arms	Corrente máxima por conversor
V_{fmax}	445,7	Vrms	Tensão de fase máxima
$\tau_{s\ min}$	25,0	mm	Passo de ranhura mínimo
$D_{ext\ max}$	3,0	m	Diâmetro externo máximo
$L_{ef\ max}$	1,5	m	Comprimento efetivo máximo
k_{skh}	1	Nº de ranhuras	Assume-se inclinação (skew) de uma ranhura.

6.1 RESULTADOS PARA CONDIÇÕES NOMINAIS DE OPERAÇÃO

Com base no projeto analítico, chega-se aos resultados apresentados na Tabela 27 e na Figura 34.

Tabela 27 – Resultados

	Sol. 1	Sol. 2	Sol. 3	Sol. 4	Unidade
P_n	10,709	10,711	10,711	10,697	MW
f_e	68,75	68,75	80,21	45,84	Hz
m	3	6	9	18	-
V_n	764,80	764,90	745,73	769,75	V rms
E_n	635,6	637,4	642,0	647,0	V rms
I_f	9,702	4,836	3,209	1,649	kA rms
fp_{nom}	0,833	0,836	0,861	0,817	-
n_{nom}	98,21%	98,23%	98,24%	98,10%	%
n_{global}	93,79%	93,81%	93,81%	93,64%	%
p	12	12	14	8	Pares de polos
N_s	288	288	288	288	Ranhuradas
K_j^*	12,986	12,732	12,830	15,101	kW/m ²
D_g	2,341	2,334	2,317	2,300	m
D_{out}	2,603	2,596	2,557	2,633	m
L_{ef}	0,900	0,898	0,891	0,884	m
Massa Ativa	13123	12980	11848	15818	kg
Massa em ferro	10461	10383	9338	12901	kg
Massa em Cobre	2134	2071	1992	2407	kg
Massa em Imãs	528	525	518	510	kg
kNm/ton	22.8	23.1	25.3	19.0	kNm/ton
kW/ton	816,0	825,2	904,1	676,2	kW/ton
r_s	0,005	0,005	0,005	0,006	p. u.
L_{dis}	0,064	0,056	0,064	0,039	p. u.
L_d	0,55	0,55	0,51	0,83	p. u.
L_q	0,67	0,67	0,62	1,03	p. u.
Ψ_{PM}	1,20	1,20	1,04	1,83	V/s
B_{tm}	1,54	1,54	1,54	1,54	T
q	4	2	1 + 1/7	1	-
k_{e1}	0,947	0,955	0,972	0,999	-
Enc. Passo	15	30	22.5	0	°
I_{conv}	1616,9	1612,1	1604,6	1649,3	Arms

Em termos de rendimento, a solução 4, gerador de dezoito fases, tem o pior resultado com eficiência 0,11 % inferior à solução trifásica (Sol. 1). Encontra-se a maior eficiência do gerador ao se optar pela máquina de nove fases, com rendimento 0,03 % superior ao rendimento do gerador trifásico. Justifica-se esta pequena diferença entre a eficiência das diferentes topologias estudadas, pelo fato de todas as

máquinas serem projetadas para a mesma potência no entreferro, com os mesmos valores de carregamentos elétrico, magnético e densidade de corrente por ranhura. A eficiência ligeiramente inferior da máquina de dezoito fases, decorre da necessidade de operação em modo *MTPV* para condições nominais de torque.

Figura 34 – Comparação entre topologias.

Em termos de densidade de torque/potência e massa ativa, observa-se que a terceira solução, com máquina de nove fases, apresenta os melhores resultados. A massa ativa desta topologia é 1275 kg inferior à massa ativa da solução de três fases, uma redução de 9,7 %. O maior número de pares de polos, que, por sua vez, tende a reduzir a dimensão das coroas rotóricas e estatóricas, e o melhor fator de enrolamento são os principais fatores que justificam esta melhoria.

A solução 3, com máquina de nove fases, é, também, aquela que se integra melhor com os conversores eletrônicos de potência, uma vez que precisa de uma menor corrente por conversor para desenvolver o torque requerido no entreferro (~1605 Arms). Além disso, conforme, discutido no Apêndice A, a maior frequência elétrica fundamental contribui para o aumento da fiabilidade do conversor.

O gerador de dezoito fases, embora possua o maior fator de enrolamento e menor área no entreferro, apresenta maior massa ativa e piores valores de densidade de torque e potência. Isso é justificado pelo o aumento das dimensões das coroas estatóricas e rotóricas devido ao menor número de pares de polos. Nesse sentido, observa-se, que mesmo com o menor valor de D_g , 2,30 m, o gerador de dezoito fases apresenta o maior diâmetro externo $D_{ext} = 2,63$ m. Em relação à solução com máquina trifásica, a solução 4 precisa de uma massa ativa 20 % superior para desenvolver a mesma potência no entreferro.

Em relação à densidade de perdas no entreferro, parâmetro K_j^* , inclui não apenas as perdas no cobre, mas, também, as perdas no ferro. Por conta disso, utiliza-se o símbolo “*” para diferenciar do parâmetro K_j apresentado na secção 3.11. Com os resultados da Figura 34, observa-se que há pequena variação neste parâmetro para as topologias de três, seis e nove fases. Contudo, para o gerador de dezoito fases, K_j^* aumenta de ~ 13 kW/m² para 15,1 kW/m², um aumento de 16% em relação à máquina trifásica. Na figura a seguir apresenta-se K_j e K_j^* para cada topologia analisada:

Figura 35 – Comparação entre K_j e K_j^* .

A solução 2, máquina hexafásica, possui resultados intermediários, com densidades de torque e potência ligeiramente superiores às atingidas pelo gerador trifásico.

6.2 RESULTADOS EM FUNÇÃO DA VELOCIDADE DO VENTO

Nas figuras a seguir são apresentados os resultados para cada topologia estudada, para diferentes valores de velocidade de vento.

Na Figura 36, apresenta-se a relação entre tensão de fase e tensão induzida de cada gerador. Observa-se que, para máquina de dezoito fases e para velocidades de vento superior a 10 m/s, o gerador opera com tensão de fase máxima, com modo de operação MTPV. Isso ocorre, pois, a máquina de dezoito fases apresenta valores maiores de L_d , L_q em relação às demais topologias (menor número de pares de polos). Desta forma, pode-se dizer que este é o principal fator que deteriora a performance da solução 4 em relação às demais máquinas para velocidades de vento superiores a 10 m/s.

Figura 36 – Tensão de fase e tensão induzida

As relações entre corrente de fase, torque e velocidade de vento são apresentadas na sequência, onde é possível constatar uma relação praticamente linear entre torque e corrente. Isso ocorre, pois, o torque de relutância da topologia

selecionada é relativamente pequeno (pequena diferença entre L_d e L_q), desta forma $T \cong \frac{3p}{2} \Psi_{pm} i_q$. Observa-se, entretanto, que quando a máquina de dezoito fases entra em modo de operação MTPV, há um aumento $\frac{di_s}{dT}$.

A diferença entre os valores da corrente por conversor, necessários para estabelecer o mesmo torque no entreferro é relativamente pequena entre todas as topologias, tendo como base o gerador trifásico, esta diferença se encontra entre aprox. $\pm 1,85\%$ (30A). Nota-se, entretanto, que para velocidades de vento menores que 11m/s, a corrente por conversor requerida pelo gerador de dezoito fases é inferior às correntes requeridas pelas demais topologias. O que se traduz numa eficiência ligeiramente maior quando a turbina opera em baixas velocidades de vento – Figura 38.

Figura 37 – Corrente por conversor e fator de potência

Em termos de rendimento e coeficiente de potência, pode-se afirmar que todas as topologias têm performance similar. Conforme, já comentado, isso é resultado do projeto com as mesmas condições de contorno (B_g , A_q , J_r , $\frac{D_g}{L_{ef}}$).

Figura 38 – Rendimentos

Figura 39 – Coeficiente de potência.

As diferenças entre os valores de fator de potência (Figura 37) entre as topologias analisadas, decorrem, principalmente, por conta da diferença entre as impedâncias internas de cada máquina (L_d, L_q). Observa-se claramente a tendência para o MSC de operar com valores mais elevados de fator de potência com o aumento do número de pares de polos da máquina. Conforme, comentado anteriormente, isso decorre, pois, a indutância de magnetização é inversamente proporcional ao número de pares de polos, equação (3.54).

6.3 CONCLUSÃO

Com a análise dos resultados apresentados, opta-se por seguir adiante com o projeto detalhado do gerador de nove fases – solução 3. Embora todas as topologias tenham performance semelhante em termos rendimento, o projeto com gerador de nove fases tem vantagens significativas em termos de densidade de torque/potência, com uma redução de massa ativa esperada em torno de 9,7 % em relação à massa ativa da solução trifásica.

O melhor fator de potência e menor valor de tensão nominal, são também desejáveis para que a estratégia de controle do MSC tenha maior margem para lidar com variações dos parâmetros internos do gerador (resistência/indutância), que resultam das tolerâncias/imperfeições durante o processo de fabricação. Ademais, o gerador de nove fases opera com maior frequência elétrica (maior número de pares de polos) e corrente por conversor nominal ligeiramente inferior. Estes fatores são também positivos para o projeto e fiabilidade do conversor retificador.

7 ANÁLISE POR ELEMENTOS FINITOS

Neste capítulo modela-se o gerador escolhido, solução 3, pelo método de elementos finitos com a finalidade de validar e aumentar a precisão dos resultados apresentados anteriormente para esta topologia. A análise pelo método de elementos finitos tem os seguintes objetivos:

- i. Avaliar a performance do método analítico para a estimação das condições de operação da máquina elétrica.
- ii. Corrigir parâmetros da máquina – Ψ_{pm} , L_d e L_q e reavaliar a performance do gerador.

O projeto do estator e rotor da máquina são efetuados em AUTOCAD e a simulação magnetostática é conduzida através do software FEMM. Na figura a seguir apresenta-se o modelo 2D da máquina.

Figura 40 – Modelo 2D gerador de nove fases.

7.1 INDUÇÃO E FLUXO MAGNÉTICOS

Nesta secção são apresentados os resultados para indução e fluxo magnéticos provenientes das simulações por elementos finitos para as diferentes regiões da máquina elétrica. Assume-se que o fluxo magnético útil, é aquele que cruza a altura média dos dentes do estator. A Figura 43 mostra os resultados da simulação em FEMM para o campo de indução magnética nas diferentes regiões da máquina.

Figura 41 – Modelo gerador de nove fases em FEMM.

7.1.1 Indução e fluxo magnético no imã

O campo de indução magnética na altura média do imã é apresentado na figura a baixo. Observa-se uma diferença entre o valor médio B_m de $\sim 0,9\%$ entre o valor calculado pelo método analítico e o valor obtido pela simulação em FEMM (0,870 T – método analítico e 0,862 T – FEMM). Consequentemente, o fluxo magnético produzido pelo imã é de $\varphi_m = 0,152$ Wb, também, $0,9\%$ inferior ao calculado pelo método analítico 0,153 Wb.

Figura 42 – Modelo gerador de nove fases em FEMM.

7.1.2 Indução e fluxo magnético no entreferro

Na Figura 43 apresenta-se a distribuição do campo de indução magnética no entreferro com a sua respectiva decomposição harmônica. O valor da harmônica fundamental é de 0,9466 T, 4,8% superior ao valor de projeto 0,903 T. A distorção harmônica total (THD) da forma de onda da indução magnética no entreferro é de 19,42 %. A harmônica de maior amplitude é a nona harmônica com valor de 0,0905 T (9,56 % em relação à harmônica fundamental).

Figura 43 – Indução magnética no entreferro.

O valor médio da indução magnética no entreferro é de 0,604 T (FEMM), 5% superior ao valor estimado pelo projeto analítico – 0,575 T.

7.1.3 Indução e fluxo magnético na altura média das ranhuras

Conforme comentado previamente, assume-se que o fluxo magnético útil para produção de tensão induzida é aquele que cruza a área do passo polar na altura média das ranhuras. A distribuição do campo de indução magnética na altura média dos dentes do estator é apresentada na Figura 44. Observa-se que o valor máximo da indução magnética chega a 1,63 T para os dentes alinhados com o eixo-d. O valor médio do campo de indução magnética nesta região é de 0,599 T.

O fluxo magnético é calculado para passos polares na altura média das ranhuras. Como o número de ranhuras por polo não é inteiro (q fracionário), mede-se o fluxo magnético ao longo de um grupo de simetria do estator (sete polos). O resultado da distribuição espacial do fluxo magnético útil, incluindo a sua decomposição harmônica, é apresentado na Figura 45.

Figura 44 – Indução magnética nos dentes (altura média).

Figura 45 – Distribuição espacial do fluxo magnético útil.

A primeira harmônica do fluxo magnético útil calculado em FEMM é de 0,1387Wb, o que resulta num fator de dispersão $k_{dis} = 1,095$, quando comparado ao fluxo produzido pelo ímã de 0,152 Wb (secção 7.1.1). Conforme observado na Figura 45 as harmônicas presentes na distribuição de fluxo magnético são bastante reduzidas, com THD de 3,86 %. Portanto, valida-se a aproximação analítica de se considerar apenas a harmônica fundamental para cálculo da tensão induzida pelo gerador.

Para o projeto analítico do gerador, considerou-se $k_{dis} = 1,15$, uma diferença de 5% em relação ao valor obtido pelas simulações em FEMM. Esta discrepância é um dos fatores principais para justificar as diferenças entre os valores do campo de indução magnética e fluxo magnético, nas diferentes regiões da máquina, entre o projeto analítico e as simulações por elementos finitos.

Para melhorar a precisão do projeto analítico, seria possível alterar o valor k_{dis} , de forma a obter uma melhor correlação com os resultados obtidos em FEMM. Salienta-se, entretanto, que por se tratar de um modelo 2D, alguns fatores que contribuem para dispersão do fluxo magnético, como, por exemplo, a dispersão frontal entre sapatas polares adjacentes, não são contemplados. Desta forma, é recomendável que k_{dis} seja ligeiramente sobrestimado, no projeto analítico na expectativa de se obter melhor correlação com os valores reais de operação.

7.1.4 Indução magnética na coroa estatórica

O valor estimado pelo projeto analítico para a indução magnética na coroa estatórica é de 1,2 T, enquanto o valor médio obtido pela simulação em FEMM é de 1,23 T. A distribuição do campo de indução magnética ao longo da coroa estatórica é apresentada na Figura 46.

Figura 46 – Campo de Indução magnética na coroa estatórica.

7.1.5 Indução magnética na coroa rotórica

O campo de indução magnética na coroa rotórica é apresentado na figura a seguir. O valor médio B_{ry} segundo as simulações em FEMM é de 1,24 T, enquanto o valor de projeto é de 1,30 T. Para o projeto analítico, assume-se que todo o fluxo magnético do ímã passa pela área $h_{ry}L_{ef}$, enquanto no projeto específico existem outros caminhos para passagem do fluxo magnético. Desta o projeto analítico, em geral, tende a sobrestimar o campo de indução magnética média nesta região.

Figura 47 – Campo de Indução magnética na coroa rotórica.

7.1.6 Discussão dos resultados

Com os resultados apresentados entre as secções 7.1.1 e 7.1.5, pode-se afirmar que os resultados do projeto analítico do gerador são capazes de providenciar uma base sólida para o projeto eletromagnético da máquina elétrica. A tabela a seguir sumariza os principais resultados apresentados:

Tabela 28 – Comparação de resultados

Parâmetro	Método analítico	FEMM	Unidade	Diferença
B_m	0,870	0,862	T	0.9%
φ_m	0,153	0,152	Wb	0.7%
B_g	0,903	0,947	T	-4.6%
B_{gm}	0,575	0,604	T	-4.8%
B_{tm}	1,54	1,64	T	-6.1%
φ_u	0,133	0,139	Wb	-3.9%
B_{sy}	1,20	1,23	T	-2.4%
B_{ry}	1,30	1,24	T	4.8%
k_{dis}	1,15	1,095	-	5.0%

A diferença mais elevada refere-se ao valor máximo da indução magnética no dente. Comenta-se, entretanto, que no cálculo analítico B_{tm} é utilizado como um valor de referência para cálculo da queda de força magnetomotriz nesta região, sem a intenção de especificar um valor máximo, absoluto. Portanto, para o projeto analítico é importante garantir que B_{tm} tenha uma margem de ~10% em relação a valores aceitáveis de indução magnética no ferro.

Espera-se que as diferenças encontradas nos resultados de B_g , B_{gm} , φ_u e k_{dis} , em torno de 5%, sejam reduzidas no projeto real da máquina, uma vez que o modelo

2D não é capaz de incorporar fenômenos tridimensionais e outras imperfeições. Portanto, na perspectiva do autor, esta diferença é desejável e serve como uma margem de segurança para garantir que o projeto é capaz de atingir a performance esperada.

7.2 INDUTÂNCIAS

Para cálculo das indutâncias, os enrolamentos do gerador são modelados em FEMM para um grupo de simetria (sete polos). Além disso, os ímãs são retirados do circuito magnético.

A metodologia para cálculo das indutâncias consiste em se injetar corrente no eixo direto ou no eixo em quadratura e medir os fluxos ligados em cada fase. O fluxo magnético ligado por fase é então transformado para o referencial $dq0$ e, então, calcula-se $L_d = \frac{\Psi_d}{I_d} + l_{ew} + l_{bl}$, $L_q = \frac{\Psi_q}{I_q} + l_{ew} + l_{bl}$. Onde l_{ew} é a indutância de dispersão de final de enrolamento e l_{bl} é a indutância de dispersão harmônica.

7.2.1 Variação L_d e L_q com posição angular do rotor.

Para estimação de L_d aplica-se $I_d = I_n/4$ e $I_q = 0$, simula-se apenas um grupo de simetria da máquina, os 4 grupos de simetria do gerador são conectados em paralelo. Defasa-se o rotor de 3° elétricos e repete-se o procedimento.

Afim de converter os valores de referência no referencial $dq0$ para coordenadas de fase, aplica-se a transformação invariante em amplitude – conforme discutido no Apêndice D. Este procedimento é descrito pela relação a seguir:

$$I_{1...9} = \frac{9}{2} T_{\alpha\beta 0}^T T_{dq0}^{-1} I_{dq0}$$

Com os resultados da simulação os valores de fluxo magnético no referencial $dq0$ são calculados por:

$$\Psi_{dq0} = T_{dq0} T_{\alpha\beta 0} \Psi_{1...9}$$

Figura 48 – Injeção de corrente segundo eixo-d.

Figura 49 – Injeção de corrente segundo eixo-q.

Os resultados são apresentados na Figura 50. Observa-se, que os valores de L_d e L_q são aproximadamente constantes, independente da posição angular do rotor. Nota-se, entretanto, uma oscilação de quarta-harmônica espacial com amplitude de $6,9 \mu\text{H}$ (4.4%). Os valores médios de L_d e L_q são iguais: $L_d = L_q = 156,45 \mu\text{H}$.

Na Tabela 29 apresenta-se a comparação entre os valores de L_d e L_q quando calculados em FEMM e os valores estimados pelo método analítico.

Figura 50 – $L_{dq}(\theta)$

Tabela 29 – Resultados L_d , L_q em FEMM.

Parâmetro	Método analítico	FEMM	Unidade	Diferença
L_d	134,7	156,45	μH	-13,9%
L_q	164,6	156,45	μH	5,19%

7.2.2 Variação L_d e L_q com i_d e i_q .

Os valores das indutâncias segundo os eixos direto e de quadratura, na secção anterior, foram estimados considerando o valor nominal de corrente em apenas um dos eixos. Nesta secção, L_d e L_q são calculados para diferentes valores de corrente de fase em ambos os eixos, de forma a ser possível estabelecer tabelas de interpolação (*lookup tables*) – $L_d(i_d, i_q)$, $L_q(i_d, i_q)$ – que são tipicamente utilizada para modelagem da máquina elétrica.

As simulações são realizadas com rotor parado, a metodologia para estimação de L_d e L_q é idêntica ao apresentado na secção anterior. Os dados apresentados nas tabelas a seguir foram tratados para retirar a componente de quarta harmônica.

Tabela 30 – $L_d(i_d, i_q)$.

$L_d(i_d, i_q)$	$i_q(pu)$					
$i_d(pu)$	0,00	0,20	0,40	0,60	0,80	1,00
0,00	-	-	-	-	-	-
0,20	169,7	148,8	130,4	123,3	119,7	117,0
0,40	167,6	158,6	146,6	139,4	135,0	132,2
0,60	163,0	160,4	152,8	146,3	141,7	138,3
0,80	159,5	158,2	154,6	149,9	145,5	141,7
1,00	156,4	155,7	153,5	150,3	146,7	143,1

Tabela 31 – $L_q(i_d, i_q)$.

$L_q(i_d, i_q)$	$i_q(pu)$					
$i_d(pu)$	0,00	0,20	0,40	0,60	0,80	1,00
0,00	-	229,4	188,6	172,0	162,8	156,4
0,20	-	209,0	185,9	171,2	162,4	156,2
0,40	-	184,6	178,9	168,8	161,3	155,5
0,60	-	162,1	169,0	164,5	159,1	154,3
0,80	-	149,7	159,3	159,0	155,9	152,2
1,00	-	141,7	152,1	153,5	151,8	149,2

7.2.3 Discussão dos resultados

A estimação de L_d e L_q através dos métodos analíticos e, especialmente, para máquinas com excitação por ímãs permanentes, dificilmente resulta em resultados precisos. Diferenças da ordem de 10 – 20% são esperadas. A geometria de máquinas de ímãs permanentes pode variar significativamente de projeto para projeto, resultando em caminhos alternativos para passagem de fluxo magnético que, em geral, não são considerados no cálculo analítico. Além disso, pelos métodos analíticos, normalmente, assume-se que o ponto de operação do ferro (em termos de saturação), tem impacto desprezível para o cálculo das indutâncias da máquina, caso isso fosse verdade $L_d(i_d, i_q)$ e $L_q(i_d, i_q)$ seriam constantes.

Considerando as limitações dos métodos analíticos, observa-se, na Tabela 29, que as indutâncias da máquina foram estimadas de forma bastante razoável, neste caso específico, com erro de -13,9 % para L_d e de 5,19 % para L_q .

Com a análise por elementos finitos, nota-se que as indutâncias da máquina não são constantes. L_d e L_q variam com a magnitude da corrente nos seus respectivos eixos. Além disso, observa-se que os efeitos de “saturação cruzada” (*cross-coupling*) são significativos. Desta forma, os pontos ótimos de operação da máquina não podem ser calculados diretamente pelas equações (4.17) e (4.18).

7.3 PERFORMANCE GERADOR DE 9 FASES

Nesta secção pretende-se comparar a performance estimada pelo método analítico e através das simulações em FEMM para o gerador de nove fases (solução 3). Com a análise pelo método de elementos finitos, obteve-se um valor de fluxo magnético útil (φ_u , Tabela 28) 3,9 % superior ao valor estimado pelo método analítico. Esta diferença tem impacto no parâmetro $\Psi_{pm} = N_{sf} k_{e1} \varphi_u$ [V/s], Apêndice D.

Os resultados apresentados no capítulo 6, assumem L_d e L_q constantes (134,7 e 164,6 μH , respectivamente) e ponto de operação do gerador definidos pela relação (4.17). Para a análise da performance da máquina, considerando os resultados obtidos em FEMM, utiliza-se as tabelas 30 e 31, para estimar L_d e L_q em diferentes pontos de operação. Uma vez que as indutâncias não são constantes, a relação (4.17) não é mais válida. Desta forma, torna-se necessário estabelecer uma metodologia para definir os valores de referência de i_d e i_q para o controle de torque do gerador.

7.3.1 Controle de torque

Aplica-se o seguinte procedimento para se estabelecer os valores de i_d e i_q para cada nível de torque desejado:

- i. Assume-se um valor específico para a corrente de fase i_s .
- ii. Calcula-se L_d , L_q e o torque desenvolvido para $i_d = 0$.
- iii. A magnitude de i_q é reduzida em 1% do valor de i_s .
- iv. i_d é calculado por $i_d = -\sqrt{i_s^2 - i_q^2}$.
- v. Calcula-se L_d , L_q e o torque desenvolvido.
- vi. Caso o torque aumente, repete-se os passos de 3 a 5. Caso contrário, o ponto de operação foi encontrado.
- vii. Aumenta-se i_s e repete-se o procedimento.

Esta metodologia permite encontrar pontos de operação, aproximadamente ótimos, e é semelhante ao procedimento que poderia ser desenvolvido para calibração

da máquina durante ensaios experimentais. Os resultados são apresentados na tabela a seguir:

Tabela 32 – Pontos de operação FEMM

T (pu)	i_s (pu)	i_d (pu)	i_q (pu)	L_d (μH)	L_q (μH)
0	0,00	0	0	-	-
0,05	0,05	0,000	0,050	163,7	260,1
0,10	0,10	0,000	0,100	155,5	249,9
0,21	0,20	-0,028	0,198	140,7	227,0
0,31	0,30	-0,042	0,297	129,7	207,1
0,42	0,40	-0,056	0,396	119,3	188,6
0,53	0,50	-0,071	0,495	116,6	180,1
0,63	0,60	-0,085	0,594	114,2	172,1
0,74	0,70	-0,099	0,693	113,6	167,4
0,84	0,80	-0,113	0,792	113,1	162,9
0,95	0,90	-0,127	0,891	112,9	159,7
0,97	0,92	-0,130	0,911	112,8	159,1
0,99	0,94	-0,133	0,931	112,8	158,4
1,02	0,96	-0,135	0,950	112,8	157,8
1,04	0,98	-0,138	0,970	112,7	157,2
1,06	1,00	-0,141	0,990	112,7	156,6

7.3.2 Comparação dos resultados

A Tabela 33 apresenta as condições nominais de operação estimadas pelo método analítico e pelo método de elementos finitos. Observa-se uma ligeira melhoria dos resultados, em termos de potência, fator de potência, rendimento e densidade de perdas no entreferro, após a análise detalhada em FEMM.

Com a análise por elementos finitos é possível aumentar a precisão dos parâmetros estimados pelos métodos analíticos. Para máquinas de ímãs permanentes, existe vantagem significativa na estimação das indutâncias e do ponto de operação do gerador. Em todo caso, é possível afirmar que o projeto analítico foi capaz de providenciar resultados robustos e uma boa estimação para guiar o projeto detalhado do gerador.

Tabela 33 – Condições nominais de operação

Condições nominais de operação				
Parâmetro	Método Analítico	FEMM	Unidade	Diferença
P_n	10,711	10,715	MW	-0,04%
T_n	299,9	299,9	kNm	-
N_n	343,8	343,8	RPM	-
V_n	745,7	748,5	Vrms	-0,37%
E_n	642,0	668,4	Vrms	-3,94%
I_n	3,209	3,061	kA	4,85%
$f_{p_{nom}}$	0,86	0,90	-	-4,30%
η_{nom}	98,24%	98,27%	%	-0,04%
η_{global}	93,81%	93,96%	%	-0,15%
K_j^*	12,830	11,935	kW/m ²	7,50%
L_d	134,7	112,8	μH	19,4%
L_q	164,6	158,2	μH	4,0%
Ψ_{pm}	1,04	1,08	V/s	-3,94%

A comparação dos resultados em função da velocidade do vento é apresentada nas figuras 51, 52, 53 e 54. Devido ao maior fluxo magnético útil do que aquele esperado pelo método analítico, a corrente necessária para desenvolver o torque no entreferro é reduzida (Figura 52). Em contrapartida, a tensão induzida e a tensão de fase aumentam (Figura 51).

A redução da corrente necessária para desenvolver a mesma magnitude de torque no entreferro em conjunção com menores valores de L_d e, especialmente, L_q melhoram o fator de potência da máquina, como é observado na Figura 52. Estes fatores, contribuem de forma ligeiramente positiva para o rendimento do gerador, do retificador (MSC) e para o rendimento global da solução (Figura 53).

Figura 51 – Tensão induzida e tensão de fase

Figura 52 – Corrente de fase e fator de potência

Figura 53 – Rendimentos

A comparação entre a potência de saída da turbina e o coeficiente de potência elétrico são apresentados na Figura 54 e Tabela 34.

Figura 54 – Potência e Coeficiente de potência.

Tabela 34 – Potência e coeficiente de potência.

<i>U (m/s)</i>	<i>Método Analítico</i>		<i>FEMM</i>	
	<i>P (MW)</i>	<i>Cp</i>	<i>P (MW)</i>	<i>Cp</i>
4,00	0,332	0,3328	0,332	0,3333
4,50	0,514	0,3619	0,515	0,3623
5,00	0,757	0,3886	0,758	0,3890
5,50	1,057	0,4076	1,058	0,4081
6,00	1,418	0,4211	1,419	0,4215
6,50	1,845	0,4312	1,847	0,4316
7,00	2,345	0,4386	2,347	0,4391
7,50	2,923	0,4445	2,926	0,4450
8,00	3,585	0,4492	3,589	0,4497
8,50	4,335	0,4529	4,340	0,4534
9,00	5,180	0,4559	5,186	0,4564
9,50	6,124	0,4583	6,131	0,4588
10,00	7,068	0,4535	7,076	0,4540
10,50	7,976	0,4420	7,986	0,4426
11,00	8,926	0,4303	8,938	0,4309
11,50	9,914	0,4182	9,928	0,4188
12,00	10,323	0,3833	10,339	0,3839
12,17	10,410	0,3705	10,426	0,3711
25,00	10,410	0,0483	10,426	0,0484

8 CONCLUSÃO

Afim de diminuir a exposição do projeto aos riscos relacionados à necessidade de manutenção corretiva, para turbinas eólicas *offshore*, torna-se importante a utilização de tecnologias de alta confiabilidade. Este fator em conjunção com a elevada potência da aplicação, criam as condições favoráveis para a utilização de geradores elétricos multifásicos.

Em termos de confiabilidade, a maior vantagem da solução com gerador multifásico consiste na capacidade de continuar em operação caso ocorra falha em um dos enrolamentos do gerador. Além do mais, uma vez que múltiplos conversores eletrônicos de potência são necessários, a utilização de topologias multifásicas torna-se uma escolha natural. Principalmente, quando é possível evitar a conexão em paralelo dos conversores. A conexão em paralelo de conversores eletrônicos de potência requer adicional complexidade no sistema de controle para mitigar o aparecimento de correntes circulantes entre os conversores e o neutro da máquina.

Para se evitar o aparecimento destas correntes circulantes, em aplicações de elevada potência, pode ser preciso projetar o gerador com um número elevado de fases – dezoito no caso analisado neste trabalho (Solução 4 – secção 4.4.4). Isso ocorre por conta das limitações dos semicondutores disponíveis no mercado.

Com o aumento do número de fases da máquina, entretanto, há uma tendência de projetar o gerador com passos polares maiores, reduzindo o número total de polos que podem ser acomodados em um certo diâmetro, conforme discutido na secção 3.9. Desta maneira, a utilização de geradores elétricos multifásicos será mais atrativa para turbinas eólicas que possuem caixa multiplicadora – devido à deterioração da performance dos conversores eletrônicos de potência em baixos valores de frequência elétrica ($< 30\text{Hz}$).

8.1 PROJETO E MODELAGEM DE MÁQUINAS ELÉTRICAS MULTIFÁSICAS

Para o projeto do gerador elétrico multifásico, demonstrou-se que a força magnetomotriz de reação da armadura de máquinas simétricas ou assimétricas, do tipo *N-star*, produzem apenas harmônicas espaciais de ordem $h = 2km \pm 1$, conforme discutido no Apêndice B.

As equações analíticas tipicamente utilizadas para o projeto de máquinas elétricas trifásicas foram revisadas e escritas de forma genérica em função do número de fases do gerador. Os principais parâmetros afetados pelo arranjo multifásico são:

i. Indutância de dispersão de ranhura: A equação tipicamente utilizada para cálculo da indutância de dispersão de ranhura para máquinas trifásicas não pode ser diretamente aplicada a máquinas multifásicas. Neste trabalho, os impactos da configuração multifásica foram analisados e novas equações analíticas foram estabelecidas, conforme apresentado na secção 3.7. Estes resultados são descritos com maiores detalhes na publicação (CORDOVIL e CHABU, 2016).

ii. Indutância de dispersão de topo de dente: Para a indutância de dispersão de topo de dente, há um impacto indireto devido ao parâmetro k_{xt} , derivado do cálculo da indutância de dispersão de ranhura.

iii. Indutância de dispersão harmônica: Não há impacto na metodologia de cálculo, entretanto a magnitude de dispersão harmônica é reduzida devido ao menor conteúdo harmônico da força magnetomotriz de reação da armadura.

iv. Indutância de dispersão de final de enrolamento: O enrolamento multifásico produz impacto no cálculo da indutância de dispersão de final de enrolamento, entretanto este assunto não é abordado neste trabalho, conforme justificado em 3.5.1.

v. Fator de distribuição: Embora não exista alteração no método analítico, para um mesmo número de ranhuras por polo e por fase q a máquina multifásica terá um fator de distribuição diferente do fator de enrolamento de uma máquina trifásica. Isso acontece, pois numa máquina multifásica a defasagem angular entre ranhuras será menor do que no caso trifásico.

vi. Número de ranhuras por polo e por fase q : Com o aumento do número de fases torna-se difícil a distribuição do enrolamento. Isso ocorre, pois, uma vez fixados o diâmetro e o número de polos da máquina, o passo de ranhura mínimo capaz de acomodar as bobinas estatóricas determinará o valor máximo permitido de q . De forma alternativa, pode-se reduzir o número de pares de polos para aumentar q .

Para o projeto analítico da máquina (cálculo das dimensões principais e indutâncias), adota-se o pressuposto de operação com corrente senoidal e em regime

equilibrado. Desta forma, para a discussão deste trabalho é suficiente a aplicação da teoria geral de máquinas elétricas. As transformações genéricas que podem ser utilizadas para máquinas multifásicas simétricas ou assimétricas são apresentadas no Apêndice D. Além disso, no mesmo apêndice, apresenta-se a metodologia para cálculo da matriz de indutância para máquinas multifásicas com enrolamentos simétricos ou assimétricos. Demonstra-se que em ambas as condições a matriz de indutâncias no referencial $dq0$ será idêntica à matriz de indutância de uma máquina trifásica.

Salienta-se que, em condições de falha em um ou mais enrolamentos do gerador, espera-se alteração nos parâmetros da máquina elétrica. O desenvolvimento de equações analíticas para cálculo dos parâmetros da máquina em condições de falha foi considerado fora do escopo deste trabalho. Recomenda-se dimensionar a máquina supondo operação em regime senoidal e equilibrado. Para avaliação detalhada da performance e modelagem do gerador, em condições de falha, recomenda-se a realização de ensaios experimentais e simulações utilizando o método dos elementos finitos.

Conforme comentado no Apêndice E, máquinas elétricas multifásicas são mais susceptíveis ao aparecimento de correntes harmônicas de baixa ordem. Com a finalidade de evitar o aparecimento destas correntes indesejadas, é prudente procurar minimizar as componentes harmônicas da tensão induzida e da tensão de alimentação do gerador. Em todo caso, na presença de componentes harmônicas de corrente de ordem diferente de $h = 2km \pm 1$, a teoria generalizada de componentes simétricas (ou *Vector Space Decomposition*) pode ser utilizada para filtrá-las.

8.2 GERADOR DE NOVE FASES PARA TURBINA EÓLICA DE 10MW

A modelagem da turbina eólica e de seu respectivo trem de potência é realizada no capítulo 4. Quatro diferentes configurações são analisadas para a interface entre gerador e eletrônica de potência. Nomeadamente, a Solução 1 consiste num gerador trifásico com seis conversores, também trifásicos, em paralelo. A segunda solução utiliza um gerador de seis fases com 3 conversores trifásicos em paralelo para cada grupo trifásico da máquina. A terceira solução consiste num gerador de nove fases com dois conversores trifásicos para cada grupo trifásico do gerador. Por fim, analisa-

se o projeto de um gerador de dezoito fases que não requer conexão em paralelo de conversores trifásicos.

A performance de cada gerador estudado é calculada pelos métodos analíticos descritos neste trabalho. Com a comparação dos resultados, apresentada no capítulo 6, chega-se à conclusão que a terceira topologia, com máquina de nove fases, apresenta características mais atrativas para o projeto da turbina eólica. A solução com gerador de nove fases é capaz de desenvolver a mesma potência no entreferro que a solução de três fases com massa ativa 9,7% inferior, aumentando de forma significativa a densidade de torque e potência do gerador elétrico. Estes resultados estão detalhados nas secções de 6.1 a 6.3.

Com a finalidade de validar a metodologia analítica aplicada para o projeto e estimação da performance dos diferentes geradores multifásicos estudados, no capítulo 7, modela-se, em FEMM, o gerador de nove fases. Com os resultados apresentados nas secções de 7.1 a 7.3, pode-se afirmar que o método analítico foi capaz de representar de forma satisfatória as condições de operações da máquina, em termos eletromagnéticos (valores de indução e fluxo magnético nas diferentes partes da geometria do gerador) e, em termos de performance/rendimento. Salienta-se, entretanto, as limitações do método analítico na estimação das indutâncias de operação da máquina. Nas secções 7.2.1 e 7.2.2, observa-se variações das indutâncias L_d e L_q com a posição angular do rotor e em função da magnitude das correntes no referencial $dq0$, que não são consideradas no cálculo analítico. Para máquinas de ímãs permanentes, especialmente para máquinas com ímãs embutidos, de geometria complexa, recomenda-se a análise através do método de elementos finitos para caracterização adequada de L_d e L_q .

Com as condições de projeto descritas no capítulo 4, a performance esperada da turbina eólica, considerando a solução com máquina de nove fases, é apresentada na Figura 54 e Tabela 34. Nestas condições de projeto, estima-se potência nominal da turbina em torno de 10,43 MW com coeficiente de potência elétrico máximo de 0.459.

8.3 TEMAS PARA CONTINUAÇÃO

Os seguintes temas são sugeridos para trabalhos futuros:

- i. Modelagem e controle de máquinas multifásicas para operação em condição de falha em uma ou mais fases.
- ii. Explorar projeto de máquinas elétricas trifásicas e multifásicas com enrolamentos do tipo *tooth-coil* ($q < 1$). Esta solução vem sendo utilizada em diversos setores industriais, por exemplo: setor eólico (Siemens, GE), automotivo e aeroespacial.
- iii. Explorar o projeto de diferentes configurações de máquinas elétricas que são tolerantes a falhas. Por exemplo, máquinas elétricas multifásicas compostas por múltiplos segmentos trifásicos – semelhante ao proposto pela Gamesa.

9 BIBLIOGRAFIA

- ABB. **Failure rates of IGBT modules due to cosmic rays - Application Note 5SYA 2042-06**. Lenzburg, Switzerland. 2016.
- ABB. **Insulated gate bipolar transistor (IGBT) and diode modules with SPT and SPT+ chips**. [S.I.]. 2017.
- ABBAS, M. ; CHRISTEN, R.; JAHNS, T. M. **Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. IA-20, n. 5, p. 1251-1259, 1984.
- ADKINS, B. **The General Theory of Electrical Machines**. London: Chapman & Hall, 1957.
- ADWEN. **Adwen and Winergy present the world's biggest wind turbine gearbox**. Adwen, 2016a. Disponível em: <<http://www.adwenoffshore.com>>. Acesso em: 31 Janeiro 2018.
- AK STEEL. **Nonoriented Electrical Steels: M-15 through M-47**. West Chester, OH, USA. 2007.
- AMSC WINDTEC SOLUTIONS. **Sea Titan 10MW Wind Turbine**, 2012. Disponível em: <<http://www.amscom/documents/seatitan-10-mw-wind-turbine-data-sheet/>>. Acesso em: 26 Fevereiro 2017.
- ANAYA-LARA, O. et al. **Offshore Wind Energy Generation: Control, Protection and Integration to Electrical Systems**. West Sussex: John Wiley & Sons, 2014.
- ANDRESEN, B. **Gerador para uma turbina eólica com bobinados independentes**. ES2325844, 2010.
- BACKLUND, B.; EBNER, S. **The wind power converter for tomorrow is already here**. Switzerland. 2011.
- BAK, C. et al. **Design and performance of a 10 MW wind turbine**. Technical University of Denmark. Lngby, Denmark, p. 111. 2013.
- BANG, et al. **Review of Generator Systems for Direct-Drive Wind Turbines**. Delft. 2008.
- BLAABJERG, F.; MA, K. **Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems**. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, v. 1, n. 3, p. 14, 2013.
- BOLDEA, I. **Synchronous Generators**. 1st. ed. Timisoara: CRC Press, 2006.
- BOULDER WIND POWER. **Boulder Wind Power**, 2017. Disponível em: <<http://www.boulderwindpower.com>>. Acesso em: 26 Fevereiro 2017.
- BRAAM, H. **O&M Aspects of the 500MW Wind Farm at NL7**. [S.I.]. 2002.
- BURTON, T. et al. **Wind Energy Handbook**. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2001.
- BVG ASSOCIATES. **Offshore Wind Cost Reduction pathways: Technology work stream**. United Kingdom. 2012.
- CAUBET, O. **HaliadeTM 150 Direct drive offshore wind turbine. Power Converter System description and site test results**, 2014. Disponível em: <<http://www.citcea.upc.edu/estructura/noticies/premsa.php?any=2000&inici=all&lang=en>>. Acesso em: 22 Fevereiro 2017.

CHAPMAN, S. J. **Electric Machinery Fundamentals**. 2nd. ed. Princeton: McGraw-Hill , 1991.

CLIPPER WIND POWER PLC. **Liberty 2.5MW Facts and Specification**, United States of America, 2008. Disponível em:
<http://geosci.uchicago.edu/~moyer/GEOS24705/Readings/Liberty_Brochure_2009_LR.pdf>

CORDOVIL, P.; CHABU, I. E. **Analytical Calculation of Slot Leakage Inductance in Multiphase Electrical Machines**. International Conference on Electrical Machines - ICEM. Lausanne: International Conference on Electrical Machines (ICEM) 2016. 2016.

COULTATE, J. **Wind Turbine Drivetrain Technology and Cost Drivers**. Romax Technology. United Kingdom, p. 29. 2011.

DET NORSKE VERITAS. **Type Certificate: V164 - 8MW: TC-225602-B-1**. Aarhus, p. 8. 2015.

DURAN, M. ; BARRERO, F. **Recent Advances in the Design, Modeling and Control of Multiphase Machines - Part II**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 63, p. 459-468, 2016.

EUROPEAN COMMISSION. **2014 JRC wind status report: technology market and economic aspects of wind energy in Europe**. Joint Research Centre. Petten. 2015.

EWEA, T. E. W. E. A. **The European offshore wind industry - key trends and statistics 2016**. [S.l.]. 2017.

FEUP. **Materiais Condutores Usados em Engenharia Electrotécnica**. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. Porto, Portugal, p. 23.

GAMESA. **Gamesa 5.0MW technical specifications**, 2016. Disponível em:
<<http://www.gamesacorp.com/recursos/doc/productos-servicios/aerogeneradores/catalogo-g10x-45mw-eng.pdf>>. Acesso em: 03 July 2016.

GE. **The Temple Of Turbine: One Of These Wind Turbines Can Power 5,000 Homes**, 2016. Disponível em: <<http://www.gereports.com/where-ge-makes-haliade-turbines/>>. Acesso em: 22 Fevereiro 2017.

GE. **Haliade 150-6MW High Yield offshore wind turbine**, 2016a. Disponível em:
<https://www.gerenewableenergy.com/content/dam/gepower-renewables/global/en_US/documents/haliade-offshore-wind-turbine.pdf>. Acesso em: 03 July 2016.

GERLING, D. **Electrical Machines: Mathematical Fundamentals of Machine Topologies**. Berlin: Springer, 2015.

GIERAS, J. F.; SANTINI, E.; WING, M. **Calculation of Synchronous Reactances of Small Permanent Magnet Alternating-Current Motors: Comparison of Analytical Approach and Finite Element Method with Measurements**. IEEE Transactions on Magnetics, v. 34, n. 5, p. 3712-3720, 1998.

GIERAS, J. F.; WING, M. **Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications**. 2nd. ed. New York: [s.n.], 2002.

GOLIATH WIND. **Goliath Wind**, 2016. Disponível em: <<http://www.goliath.ee>>. Acesso em: 26 Fevereiro 2017.

GRAUERS, A. **Design of Direct-Driven Permanent-magnet Generators for Wind Turbines**. Chalmers University of Technology. Goteborg, Sweden, p. 133. 1996.

- GUIDORIZZI, H. L. **Um Curso de Cálculo: Volume 4**. 5th. ed. São Paulo: LTC, v. 4, 2002.
- GWEC, G. W. E. C. **Global Wind Report 2015**, 2016.
- GWEC, G. W. E. C. **Global Wind Report 2016**. [S.l.]. 2017.
- HEIER, S. **Grid Integration or Wind Energy Conversion Systems**. 2º. ed. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2006.
- HITACHI. **High Voltage IGBT Module: Application Manual**. Hitachi. Japão, p. 49. 2009.
- HITACHI. **Thermal Equivalent Model of IGBT Modules**. Hitachi. Japão, p. 3. 2015.
- IEA. **Forecasting Wind Energy Costs & Cost Drivers: The view of the Woeld's Leading Experts**. [S.l.]. 2016.
- INFINEON. **Dimensioning program IPOSIM for loss and thermal calculation of Infineon IGBT modules**. Infineon. Germany, p. 21. 2006.
- INFINEON. **6MS30017E43W33015**. [S.l.]. 2012.
- INFINEON. **Technical Information FZ3600R17HP4**. [S.l.]: [s.n.]. 2013. p. 9.
- INFINEON. **IGBT Power Modules**, 2017. Disponível em: <<http://www.infineon.com>>. Acesso em: 13 Janeiro 2017.
- JAMIESON, . **Innovation in Wind Turbine Design**. UK: John Willey & Sons, 2011. Disponível em: <<http://ejurnal.bppt.go.id/digilib/sampul/9781119975441.pdf>>.
- JOCKEL, S. **Calculation of Different Generator Systems for Wind Turbines with Particular Reference to Low-Speed Permanent-Magnet Machines**. Aachen: Shaker Verlag GmbH, 2003.
- JORDÃO, R. G. **Máquinas Síncronas**. 2nd. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.
- KANG, S.-J. et al. **Maximum Torque Control of IPMSM Drive with Multi-MFC**. International Conference on Control, Automation and Systems, Gyeonggi-do, Korea, 27-30 Outubro 2010. 1242-1247.
- KOSTENKO, M.; PIOTROVSK, L. **Máquinas Elétricas: Máquinas de Corrente Alternada**. Porto: Livraria Lopes da Silva, v. 2, 1979.
- KRISHNAN, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. Special Indian Edition. ed. Virginia: CRC Press, 2010.
- LEVI, E. **Polyphase Motors: A Direct Approach to Their Design**. New York: John Wiley & Sons, Inc, 1984.
- LEVI, E. **Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 63, n. 1, p. 433-448, 2016.
- LEVI, E. et al. **Multiphase Induction Motor Drives - a technology status review**. IET Electric Power Applications, v. 1, n. 4, p. 489-516, 2007.
- LIPO, T. A. **Introduction to AC Machine Design**. 3rd. ed. Madison: Wincosin Power Electronics Research Center, University of Wincosin, 2011.

LIWSCHITZ-GARIK, M. **Le Macchine Elettriche: Parte Prima - Teoria e Funcionamento**. Tradução de Carlo Rossi. Primeira edição italiana. ed. Milano: [s.n.], v. Parte Prima, 1963.

LIWSCHITZ-GARIK, M. **Le Macchine Elettriche: Parte Terza - Calcolo e determinazione delle dimensioni delle macchine elettriche**. Tradução de Carlo Rossi. 1st. ed. Milano: [s.n.], v. 3, 1964. Primeira tradução italiana.

LIWSCHITZ-GARIK, M.; WHIPPLE, C.. **Electric Machinery Vol. I: Fundamentals and DC Machines**. New York: D. Van Nostrand Company, Inc., 1947.

LIWSCHITZ-GARIK, M.; WHIPPLE, C. C. **Electric Machinery Vol. II: AC Machines**. New York: D. Van Nostrand Company, Inc., 1950.

MANWELL, J. F.; MCGOWAN, ; ROGERS, A. L. **Wind Energy Explained**. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2002.

MARQUES, G. **Dinâmica das Máquinas Elétricas**. Lisboa: Instituto Superior Técnico, 2002.

MITTLE, V. N.; MITTAL, A. **Design of Electrical Machines**. New Delhi: Standard Publishers Distributors, 2009.

MONGEAU, P.; ASHAR, S.; DEMTRODER, J. **Wind Turbine Power Transmission System**. US 8907517 B2, 9 Dezembro 2014.

MUELLER, M.; POLINDER, H. **Electrical Drives for Direct-Drive Renewable Energy Systems**. United Kingdom: Woodhead Publishing, 2013.

OFFSHORE WIND JOURNAL. **Siemens Gamesa pulls the plug on Adwen AD8**. Offshore Wind Journal, 2017. Disponível em: <<http://www.owjonline.com>>. Acesso em: 31 Janeiro 2018.

PELLEGRINO, G. **Permanent Magnet Machine Design and Analysis with a Focus to Flux-switching PM and PM-assisted Synchronous Reluctance Machines**. Politecnico di Torino. Lausanne, p. 111. 2016.

POLINDER, H. et al. **10MW Wind Turbine Direct-Drive Generator Design with Pitch or Active Speed Stall Control**. 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. Antalya, Turkey: IEEE. 2007. p. 1390-1395.

PONOMAREV, P. **Tooth-Coil Permanent Magnet Synchronous Machine Design for Special Applications**. Lappeenranta University of Technology (LUT). Lappeenranta, p. 111. 2013.

PONOMAREV, P. et al. **Inductance Calculation of Tooth-Coil Permanent-Magnet Synchronous Machines**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 61, n. 11, 2014.

PYRHONEN, J.; JOKINEN, T.; HRABOVCOVÁ, V. **Design of Rotating Electrical Machines**. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2014.

RENEWABLE ENERGY WORLD. **Compact Drive Trains Offer New Options**, 2012. Disponível em: <<http://www.renewableenergyworld.com/articles/print/special-supplement-wind-technology/volume-2/issue-1/wind-power/compact-drive-trains-offer-new-options.html>>. Acesso em: 15 Janeiro 2017.

RUUSKANEN, V. **Design Aspects of Megawatt-range direct-driven permanent magnet wind generators**. Lappeenranta University of Technology. Lappeenranta, Finland, p. 78. 2011.

SAY, M. G. **The Performance and Design of Alternating Current Machines**. Third Edition. ed. New Delhi: CBS Publishers & Distributors Pvt. Ltd., 1983. Indian Edition.

SEMAIL, E.; BOUSCARYOL, A.; HAUTIER, J. P. **Vectorial Formalism for Analysis and Design of Polyphase Synchronous Machines**. The European Physical Journal - Applied Physics, v. 22, n. 3, p. 207-221, 2003.

SEMIKRON. **Application Manual: Power Semiconductors**. Semikron. Nuremberg, Germany, p. 464. 2015.

SHINETSU. **Greases: Oil Compounds**. ShinEtsu. Japan, p. 24. 2017.

SHINETSU. **The Unique Properties of Silicones**. ShinEtsu, 2017a. Disponível em: <<https://www.shinetsusilicone-global.com/products/type/oil/detail/about/index2.shtml>>. Acesso em: 05 Outubro 2017.

SIEMENS. **Siemens 6.0MW Offshore Wind Turbine**. [S.l.]. 2012.

STIESDAL, H. **Direct drive generator and wind turbine**. US7944076 B2, 17 Maio 2011.

STIESDAL, H. **Permanent Magnet Generators for Wind Turbines: Status and Outlook**. [S.l.]. 2014.

SUN & WIND ENERGY. **Siemens Gamesa launches SG 4.2-145 for onshore, SG 8.0-167 DD for offshore**. Sun & Wind Energy, 2017. Disponível em: <<http://www.sunwindenergy.com>>. Acesso em: 31 Janeiro 2018.

SWAY TURBINE. **Sway Turbine**, 2012. Disponível em: <<http://www.swayturbine.no>>. Acesso em: 26 Fevereiro 2017.

TESSAROLO, A. **Modelling and Analysis of Multiphase Electric Machines for High Power Applications**. Università degli Studi di Trieste. Trieste. 2011.

THE SWITCH. **The Switch Permanent magnet generators**, Finland, 2010. Disponível em: <<https://www.youtube.com/watch?v=xMBOQUhoUTE>>.

THE SWITCH. **The Switch 8.6MW, 400RPM Permanent Magnet Generator**, Finland, 11 Outubro 2013. Disponível em: <<https://www.youtube.com/watch?v=Aom59tEHdfY>>. Acesso em: 15 Fevereiro 2017.

UPADHYAY, K. G. **Design of Electrical Machines**. New Delhi: New Age International (P) Limited, 2008.

VIZIREANU, et al. **Polyphased Modular Dfrect-Drive Wind Turbine Generator**. Dresden: European Conference on Power Electronics and Applications (EPE). 2005.

WALLIN, M. **Measurement and Modelling of unbalanced magnetic pull in hydropower generators**. Uppsala Universitet. Uppsala. 2013.

WHITE, D. C.; WOODSON, H. H. **Electromechanical Energy Conversion**. New York: John Wiley & Sons, 1959.

WIND EUROPE. **Wind Energy in Europe: Scenarios for 2030**, Stemebro 2017.

WIND POWER MONTHLY. **Close up - Vestas V164-8.0 nacelle and hub**. Wind Power Monthly, 2013. Disponível em: <<https://www.windpowermonthly.com/article/1211056/close-vestas-v164-80-nacelle-hub>>. Acesso em: 31 Janeiro 2018.

WIND POWER MONTHLY. **Turbine of the year**, 24 Dezembro 2013. Disponivel em: <<http://www.windpowermonthly.com/article/1225350/turbines-year---turbines-36mw-plus>>. Acesso em: 21 Fevereiro 2017.

WIND POWER MONTHLY. **Windtech: Gamesa and Areva team up for 8MW**. Wind Power Monthly, 2014. Disponivel em: <<https://www.windpowermonthly.com/>>. Acesso em: 31 Janeiro 2018.

WIND TURBINE MODELS. **Adwen AD 8-180 (Turbine)**, 2015. Disponivel em: <<http://en.wind-turbine-models.com/turbines/1124-adwen-ad-8-180>>. Acesso em: 21 Janeiro 2017.

WINENERGY. **Winergy 8 MW gearbox selected the best wind turbine drive**, 4 Janeiro 2017. Disponivel em: <https://www.winergy-group.com/root/img/pool/press/en/winergy_pr_-_wpm_award_8mw_en.pdf>. Acesso em: 15 Janeiro 2017.

WINENERGY. **WinEnergy**. <https://www.winergy-group.com>, 2017a. Disponivel em: <<https://www.winergy-group.com/root/img/pool/downloads/en/product-brochure-multi-duored-gearbox-winergy.pdf>>. Acesso em: 15 Janeiro 2017.

WU, B. et al. **Power Conversion and Control of Wind Energy Systems**. New Jersey: IEEE Press, 2011.

ZAVVOS, A.; MCDONALD, A. S.; MUELLER, M. **Electromagnetic and Mechanical Optimization of Direct-Drive Generators for Large Wind Turbines**. 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010). Brighton: [s.n.]. 2010.

ZF, F. A. **A Broad Product Range on a Global Footprint**, 2017. Disponivel em: <http://www.zf.com/corporate/en_de/products/further_product_ranges/wind_power/a_broad_product_range/global_footprint.html>. Acesso em: 26 Janeiro 2017.

10 APÊNDICE

APÊNDICE A – ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Na primeira parte deste apêndice serão comparados conversores eletrônicos de potência com módulos IGBT de baixa e média tensão em termos de *voltage stress*, k_v , e capacidade de potência. Na segunda seção, procura-se validar as condições de operação adotadas para os conversores neste trabalho. Na terceira parte, comenta-se sobre os impactos da operação de conversores eletrônicos de potência em baixos valores de frequência elétrica.

A.1 COMPARAÇÃO ENTRE MÓDULOS IGBT

Uma desvantagem de semicondutores de média tensão é a sua maior suscetibilidade a falhas por conta de radiação eletromagnética (*cosmic rays*). Em outras palavras, ao se aumentar a tensão nominal do semicondutor, normalmente é preciso reduzir k_v (*voltage stress*, $\frac{V_{dc}}{V_{IGBT}}$) para manter o mesmo nível de taxa de falhas. Afim de ilustrar esta questão, recorre-se ao documento (ABB, 2016), onde a seguinte expressão empírica é apresentada para cálculo da taxa de falhas de módulos IGBT por conta de radiação eletromagnética

$$FIT = C_3 \cdot e^{\left(\frac{C_2}{C_1 - V_{DC}}\right)} \cdot e^{\left(\frac{25 - T_{vj}}{47.6}\right)} \cdot e^{\left[\frac{1 - \left(1 - \frac{h}{44300}\right)^{5.26}}{0.143}\right]} \quad (10.1)$$

Assume-se operação a 25°C ($T_{vj} = 25$) e altitude $h = 0$ (nível do mar). Estima-se V_{DC} em função de FIT por:

$$V_{DC} = C_1 + \frac{C_2}{\ln(C_3) - \ln(FIT)} \quad (10.2)$$

O parâmetro k_v é calculado por:

$$k_v = \frac{1}{V_{IGBT}} \left(C_1 + \frac{C_2}{\ln(C_3) - \ln(FIT)} \right) \quad (10.3)$$

Os parâmetros C_1 , C_2 e C_3 , são apresentados em (ABB, 2016) para diversos módulos IGBT, Tabela 35. A relação entre k_v e FIT é apresentada, para cada módulo

da Tabela 35, na Figura 55. Observa-se, na Figura 55, que para um projeto típico de um conversor trifásico de 1700V/3600A, com $k_v = 65\%$, FIT é igual a 10. Para o mesmo FIT, k_v teria que ser igual a 61%, 63% e 57% para os módulos de 3300, 4500 e 6500V, respectivamente¹⁰.

Tabela 35 – Parâmetros de módulos IGBT ABB HiPak (ABB, 2016)

V_{IGBT} (V)	I_{IGBT} (A)	C_1	C_2	C_3	ABB - HiPak
1700	3600	871	4256	1.00E+09	5SNA3600E170300
3300	1500	1221	14388	1.00E+09	5SNA1500E330305
4500	800	2279	7222	7.53E+06	5SNA0800J450300
6500	750	2567	18525	1.00E+08	5SNA0750G650300

Figura 55 – FIT vs Voltage stress ABB HiPak IGBT Modules

Usando como exemplo os fornecedores ABB (ABB, 2017) e Infineon (INFINEON, 2017), verifica-se que a corrente nominal máxima dos seus módulos IGBT são 3600A, 1500A, 1200A e 750A para módulos de 1700V, 3300V, 4500V e 6500V, respectivamente. Mantendo constante índice de modulação em amplitude $m_a = 95\%$ e o valor de pico da corrente de fase igual a 65% do valor nominal do módulo IGBT (valor típico de projeto), é possível estimar a potência aparente máxima dos conversores para cada nível de tensão. Os resultados são apresentados na Tabela 36.

¹⁰ Observa-se que o módulo IGBT HiPak da ABB 5SNA0800J450300 de 4500V tem melhor performance do que o módulo de 3300V 5SNA1500E330305, isso acontece devido a diferente tecnologia adotada entre os módulos.

Tabela 36 - Potência por conversor trifásico

$V_{IGBT}(V)$	$I_{IGBT}(A)$	k_v (%)	VDC (V)	VAC (V rms)	IAC (A rms)	S (MVA)
1700	3600	65%	1105	742	1655	2.13
3300	1500	61%	2013	1352	689	1.61
4500	1200	63%	2835	1904	552	1.82
6500	750	57%	3705	2489	345	1.49

Com os resultados da Tabela 36, constata-se ser possível desenvolver maior potência por conversor ao se utilizar módulos IGBT de 1700V/3600A.

Uma alternativa à utilização de módulos IGBTs de média tensão, consiste na associação em série de semicondutores de baixa tensão ($V_{IGBT} < 1700V$). Esta solução, entretanto, possui a desvantagem de aumentar a complexidade e as indutâncias parasitas do conversor. As indutâncias parasitas do conversor tem impacto negativo nos transitórios de tensão e o seu aumento, em geral, requer uma maior margem de tensão no conversor.

Em aplicações eólicas, tipicamente, quando se opta por conversores com semicondutores conectados em série, utiliza-se conversores de três níveis do tipo – *Neutral Point Clamped* (NPC). Estes conversores usam 30 semicondutores (12 IGBTs e 18 Diodos) e operam, normalmente, com tensão AC nominal de 900V. Assumindo-se a mesma capacidade de corrente, conversores de três níveis e 900V são capazes de transmitir 30% mais potência que conversores de dois níveis e 690V. Entretanto, o número de semicondutores é 2.5 vezes maior.

Os limites para instalações elétricas de baixa tensão são de 1500 VDC ou 1000 VAC eficaz. Uma das vantagens de se operar os conversores em redes de 690V ou 900V, consiste no seu enquadramento como sistemas de baixa tensão¹¹, reduzindo os custos da instalação elétrica em geral.

Finalmente, pode-se concluir que as principais vantagens da utilização de conversores eletrônicos de potência de 690V com módulos IGBT de 1700V/3600A para aplicações de elevada potência são:

i. Maior capacidade de converter tensão DC em AC (maior k_v), quando comparado com soluções de três níveis NPC ou com módulos IGBTs de média tensão.

¹¹ Para conversores conectados à rede de 900V, a tensão do link DC é tipicamente entre 1400 e 1480V.

- ii. Maior potência por conversor quando comparado com conversores com módulos IGBT de média tensão.
- iii. Maior potência por dispositivo semicondutor quando comparado com conversores de três níveis NPC.
- iv. Enquadra-se nos limites de instalações elétricas de baixa tensão, reduzindo os custos globais da instalação elétrica.
- v. Topologia padrão da indústria com diversos fornecedores disponíveis. Essas características contribuem para redução de custos (produção em escala) e riscos.

Embora a ampla maioria das turbinas eólicas utilizem conversores com módulos IGBT, é relevante comentar sobre soluções alternativas. O fabricante Enercon, por exemplo, utiliza retificador a diodos e inversor com módulos IGBT (WU, LANG, *et al.*, 2011, p. 19). O fabricante Multibrid/Areva na sua plataforma M5000 utiliza o conversor PCS 6000 da ABB de 3.3kV com tecnologia IGCT (BACKLUND e EBNER, 2011).

A maior desvantagem da retificação passiva consiste na forma de onda não senoidal da corrente elétrica de fase do gerador e no maior volume da máquina requerido para o desenvolvimento da mesma potência ativa (uma vez que a máquina opera com menor fator de potência interno, conforme comentado na seção 3.4.1).

Conversores eletrônicos de potência com tecnologia IGCT, derivados de GTOs, tem a vantagem de conseguirem operar em níveis mais elevados de corrente. Em contrapartida, a frequência de chaveamento é muito baixa, normalmente inferior a 1500 Hz. A operação com baixa frequência de chaveamento aumenta os custos com elementos passivos (por exemplo, capacitores e indutores de filtros), reduz a performance do sistema de controle e piora, em geral, o conteúdo harmônico injetado no sistema elétrico.

A.2 CONDIÇÕES DE OPERAÇÃO

Os pressupostos, de operação contínua, adotados para os conversores eletrônicos de potência são: corrente de fase de ≤ 1655 Arms, tensão de fase $\leq 445,7$ Vrms, $V_{dc} = 1150$ V, frequência de chaveamento de 2,5kHz e frequência fundamental ≥ 40 Hz. O módulo IGBT FZ3600R17HP4 da Infineon (INFINEON, 2013) é escolhido para este estudo de caso. Nesta secção procura-se validar que, nestas condições de operação, os semicondutores não ultrapassam os seus limites térmicos. Adota-se como limite 125 °C para o valor máximo da temperatura da junção dos IGBTs e diodos.

A.2.1 Modelo térmico.

O modelo térmico dos semicondutores é realizado através de um circuito elétrico equivalente, onde tensão equivale à temperatura e corrente à potência. O circuito térmico equivalente de um módulo IGBT é apresentado na Figura 56.

Figura 56 – Modelo térmico modulo IGBT.

Fonte: (HITACHI, 2015).

Neste circuito elétrico equivalente, as perdas instantâneas dos dispositivos semicondutores são injetadas como uma fonte de corrente ideal. Cada semicondutor, IGBT e diodo, possui um circuito térmico que modela a sua impedância térmica entre a junção e a base (case) do módulo – $Z_{th_{jc}}$. Entre a base do módulo e o dissipador térmico, normalmente, utiliza-se uma pasta térmica (*grease*) que melhora a dissipação de calor nesta interface.

A pasta térmica é modelada por uma resistência e uma capacitância térmica, $R_{th_{ch}}$ e $C_{th_{ch}}$. Como será apresentado na sequência, esses valores são diferentes

para o IGBT e para o diodo. O dissipador térmico é, também, modelado por um circuito RC, entre a pasta térmica e o fluido de arrefecimento.

As especificações técnicas do módulo IGBT apresentam os parâmetros que devem ser adotados para se modelar $Z_{th_{jc}}$. Os parâmetros fornecidos no *datasheet* se referem à um modelo térmico do tipo Foster – apresentado Figura 57. A impedância térmica $Z_{th_{jc}}$ para o IGBT do módulo FZ3600R17HP4 é apresentada na Figura 58.

Figura 57 – Exemplo modelo térmico do tipo Foster.

Figura 58 – Impedância térmica FZ3600R17HP4.

Fonte: (INFINEON, 2013).

As impedâncias térmicas, entretanto, relativas à pasta térmica e ao dissipador dependem de projeto para projeto. As hipóteses adotadas para modelagem das impedâncias térmicas da pasta e do dissipador são apresentadas na sequência. Primeiramente, é necessário definir resistência e capacitância térmicas.

$$R_{th} = \frac{d}{kA} [K/W] \quad (10.4)$$

$$C_{th} = \rho d A h [J/K] \quad (10.5)$$

Onde d é espessura do material, k é a condutividade térmica ($W/m.K$), A é a área, ρ é a massa específica (g/cm^3) e h é a capacidade térmica ($J/g.K$).

Para a pasta térmica, utiliza-se como referência a pasta G-747 da ShinEtsu com $d = 100 \mu m$, conforme recomendado em (HITACHI, 2009). Para este material $k = 0.9 W/m.K$ e $\rho = 2,65 g/cm^3$ (SHINETSU, 2017). A capacidade térmica da pasta G-747 não é fornecida em (SHINETSU, 2017), entretanto, utiliza-se um valor típico de $1,39 J/g.K$ (SHINETSU, 2017a).

A área de contato total entre o case e o dissipador é estimada em $A = (190 - 32)mm \times (140 - 32mm) = 170,64cm^2$, conforme as especificações em (INFINEON, 2013). A massa total das pasta é, portanto, estimada em 4,52g.

Nas especificações técnicas do módulo IGBT FZ3600R17HP4 (INFINEON, 2013) apresentam-se os seguintes valores de referência para a resistência térmica entre a base e o dissipador: 7,0 K/kW para o diodo e 6,3 K/kW para o IGBT. Recorrendo-se a equação (10.4), estima-se a relação entre as áreas do IGBT e a área do Diodo, $A_d = 0,9A_{Igbt}$.

Desta forma, é possível calcular as impedâncias térmicas com as especificidades da pasta térmica assumida neste trabalho:

$$R_{th_chD} = 13,75 [K/kW] \quad (10.6)$$

$$R_{th_chI} = 12,37 [K/kW] \quad (10.7)$$

$$C_{th_chD} = 2,98 [J/K] \quad (10.8)$$

$$C_{th_chI} = 3,31 [J/K] \quad (10.9)$$

O dissipador térmico é projetado para manter os componentes dentro de seus limites térmicos. Recorrendo-se ao circuito elétrico da Figura 56, é possível

equacionar a relação entre a resistência térmica do dissipador e a temperatura máxima da junção dos semicondutores de acordo com as seguintes equações:

$$R_{th_haI} = \frac{T_{vj_max} - T_{a_max} - (R_{th_jcI} + R_{th_chI})P_{igbt}}{P_{igbt} + P_{diode}} \quad (10.10)$$

$$R_{th_haD} = \frac{T_{vj_max} - T_{a_max} - (R_{th_jcD} + R_{th_chD})P_{diode}}{P_{igbt} + P_{diode}} \quad (10.11)$$

Para resolver as equações (10.10) e (10.11), opta-se por utilizar de valores médios de P_{igbt} e P_{diode} . Desta forma, é preciso deixar uma margem adicional em T_{vj_max} para compensar o aumento da temperatura por conta dos picos de potência. Adota-se margem de 15°C e, assim, nestas equações utiliza-se $T_{vj_max} = 110^\circ\text{C}$. Adota-se valor máximo da temperatura do fluido de arrefecimento de $T_{a_max} = 40^\circ\text{C}$.

Os valores médios de P_{igbt} e P_{diode} são calculados pelas equações da secção 4.5.1 e são apresentados na Figura 59.

Figura 59 – Perdas médias em função do fator de potência.

Fator de potência negativo indica operação como retificador. No caso contrário, o conversor opera como inversor. Resolvendo as equações (10.10) e (10.11), chega que R_{th_ha} deverá ser inferior a 4 K/kW. O cenário crítico consiste na operação como retificador com fator de potência unitário, onde o diodo atinge a sua temperatura limite. Para a capacidade térmica do dissipador, assume-se que o dissipador tem constante de tempo térmica de 30s, desta forma $C_{th} = 7500 \text{ J/K}$.

Com os parâmetros adotados para o dissipador térmico, espera-se que a temperatura média dos semicondutores seja inferior a 110°C nas piores condições de operação. Para avaliar as oscilações de temperatura dos semicondutores em relação ao seu valor médio, é simulado o circuito apresentado na Figura 60.

Adota-se a simplificação de se considerar que a forma de onda da potência dissipada no IGBT, ou diodo, corresponde a meia-onda senoidal com valor de pico igual a πP_{avg} . Esta simplificação é sugerida pela Semikron e utilizada no seu programa SemiSel (SEMIKRON, 2015, p. 288), essa aproximação é exemplificada na Figura 69.

Figura 60 – Circuito térmico completo módulo IGBT.

Figura 61 – Aproximação para cálculo da potência instantânea.

Os resultados das simulações para frequência elétrica de 40Hz são apresentados nas figuras a seguir:

Figura 62 – Retificação com fator de potência unitário.

Figura 63 – Inversão com fator de potência unitário.

Com os resultados apresentados nas figuras Figura 62 e Figura 63, confirma-se que as condições de operação dos conversores assumidas neste trabalho são factíveis. Nota-se, entretanto, que o valor da resistência térmica do dissipador pode ser otimizado pelos seguintes motivos:

- Perdas são sobrestimadas uma vez que foram sempre calculadas para $T_{vj}=125^{\circ}\text{C}$.

- O fator crítico é a temperatura do diodo para retificação com fator de potência unitário. Em condições nominais, o gerador deverá operar com fator de potência entre 0,8 e 0,9, o que melhora as condições de operação do diodo.
- Caso a frequência fundamental da máquina seja superior a 40Hz, a oscilação entre a temperatura média da junção e o seu valor máximo será menor. Desta forma, caso a máquina tenha mais de sete pares de polos, será possível projetar o dissipador para temperaturas médias da junção dos semicondutores superior a 110 °C.

A.2.2 Operação em baixa frequência elétrica

Conforme apresentado nas figuras 62 e 63, a oscilação da temperatura da junção dos semicondutores tem mesma frequência que a frequência fundamental da corrente elétrica. Numa primeira aproximação, a frequência fundamental da aplicação não tem impacto na potência média dissipada pelos semicondutores. Entretanto, conforme a frequência elétrica diminui, os pulsos de potência se tornam mais longos e a amplitude da oscilação de temperatura (ΔT), em relação ao seu valor médio, aumenta. Isso é exemplificado na figura a seguir:

Figura 64 – T_{vj} para diferentes valores de frequência.

A redução da frequência elétrica, portanto, produz os seguintes impactos para o projeto do conversor eletrônico de potência:

- Dissipador precisa ser projetado de forma a garantir menor temperatura média na junção dos semicondutores. Consequentemente, os custos com o sistema de refrigeração serão maiores.
- Para um mesmo dissipador térmico, a capacidade de corrente do conversor terá que ser reduzida para diminuir a temperatura média de operação. Isso é exemplificado com a informação disponível do inversor 6MS30017E43W33015 da Infineon para turbinas eólicas, apresentada na Figura 65.

Figura 65 – Redução da capacidade de corrente para baixos valores de frequência elétrica.

Fonte: (INFINEON, 2012).

É importante ressaltar que a operação com valores mais elevados de ΔT pode ter impactos negativos para a confiabilidade do conversor. Um dos fatores críticos para a vida útil dos semicondutores é a fadiga térmica. De acordo com (SEMIKRON, 2015, p. 127-128), o número máximo de ciclos térmicos que módulos IGBT podem ser submetidos é inversamente proporcional a ΔT^{4-5} .

APÊNDICE B – FORÇA MAGNETOMOTRIZ

B.1 FORÇA MAGNETOMOTRIZ PRODUZIDA POR ENROLAMENTOS MULTIFÁSICOS PARA COMPONENTE FUNDAMENTAL

A seguir apresenta-se a demonstração matemática da força magnetomotriz gerada por um enrolamento de m fases simetricamente distribuídas no estator ou assimetricamente distribuídas em N grupos simétricos.

Considerando apenas a componente fundamental de corrente, a força magnetomotriz f_n gerada pela fase n com defasagem temporal e espacial θ_n (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1950, p. 152) é calculada por¹²:

$$f_n = \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin(wt - \theta_n) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_n\right) \quad (10.12)$$

$$f_n = \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \left[\sin\left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \sin\left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x - 2\theta_n\right) \right] \quad (10.13)$$

A força magnetomotriz que resulta do acoplamento das m -fases é:

$$F_{mm} = \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sum_{n=1}^m \left[\sin\left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \sin\left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x - 2\theta_n\right) \right]$$

$$F_{mm} = \left(\frac{m}{2}\right) \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin\left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sum_{n=1}^m \left[\sin\left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x - 2\theta_n\right) \right]$$

$$F_{mm} = \left(\frac{m}{2}\right) \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin\left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sum_{n=1}^m \left[\operatorname{Im}g \left\{ e^{j\omega t + \frac{\pi}{\tau_p} x} \cdot e^{j(-2\theta_n)} \right\} \right]$$

$$F_{mm} = \left(\frac{m}{2}\right) \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin\left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) + \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \operatorname{Im}g \left\{ e^{j\omega t + \frac{\pi}{\tau_p} x} \cdot \sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)} \right\}$$

¹² O fator $\frac{4}{\pi}$ corresponde à amplitude da primeira harmônica da transformada de Fourier da onda retangular.

Considerando que os enrolamentos são distribuídos simetricamente no estator, cada fase estará defasada entre si de um ângulo α . Considera-se a referência angular coincidente com o eixo magnético da fase 1, portanto $\theta_1 = 0$.

$$\alpha = \frac{2\pi}{m}$$

A posição angular do eixo magnético de uma fase genérica n , portanto, será:

$$\theta_n = (n - 1)\alpha \quad (10.14)$$

Desta forma,

$$\sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)} = 1 + e^{j(-2\alpha)} + e^{2j(-2\alpha)} + e^{3j(-2\alpha)} \dots e^{(m-1)j(-2\alpha)}$$

Realizando a seguinte mudança de variável:

$$x = -2\alpha$$

$$k = m - 1$$

$$\sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)} = 1 + e^{jx} + e^{j2x} + e^{j3x} \dots e^{jkx} \quad (10.15)$$

Recorrendo-se a seguinte igualdade (GUIDORIZZI, 2002, p. 93) e para $x \neq k2\pi$:

$$e^{jx} + e^{j2x} + e^{j3x} \dots e^{jkx} = \frac{e^{jkx} - 1}{1 - e^{-jx}} \quad (10.16)$$

A relação (10.16) só é válida para $x \neq k2\pi$, para k inteiro. Substituindo (10.16) em (10.15)

$$\sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)} = 1 + \frac{e^{jkx} - 1}{1 - e^{-jx}}$$

Voltando às variáveis originais:

$$\sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)} = 1 + \frac{e^{j(m-1)(-2\alpha)} - 1}{1 - e^{-j(-2\alpha)}}$$

Colocando α em função do número de fases:

$$\sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)} = 1 + \frac{e^{j(\frac{4\pi}{m}-4\pi)} - 1}{1 - e^{j(\frac{4\pi}{m})}}$$

$$\sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)} = 1 - \frac{1 - e^{j(\frac{4\pi}{m})}}{1 - e^{j(\frac{4\pi}{m})}} = 0$$

No caso de enrolamentos assimétricos compostos por N grupos de $\frac{m}{N}$ fases simetricamente defasadas, esse resultado permanece verdadeiro uma vez que $\sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)}$ é nulo para cada grupo de $\frac{m}{N}$ fases. Por exemplo, para máquinas do tipo *N-star*, onde $\frac{m}{N} = 3$.

$$\sum_{n=1}^m e^{j(-2\theta_n)} = \sum_{n=1}^3 e^{j(-2\theta_n)} + \sum_{n=4}^6 e^{j(-2\theta_n)} \dots \sum_{n=3(N-1)+1}^{3N} e^{j(-2\theta_n)} = 0$$

Portanto, a força magnetomotriz fundamental gerada por m fases distribuídas simetricamente ou em N grupos de $\frac{m}{N}$ fases é descrita pela seguinte relação matemática:

$$F_{mm} = \left(\frac{m}{2}\right) \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin\left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (10.17)$$

Observa-se que (10.17) consiste na força magnetomotriz resultante de um enrolamento multifásico quando a defasagem temporal da corrente coincide com a defasagem espacial da respectiva fase. Em outras palavras, (10.17) é a força magnetomotriz de sequência positiva, em termos generalizados.

No caso de corrente de sequência negativa, (10.12) e (10.13), são escritas da seguinte forma:

$$f_n = \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin(wt + \theta_n) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_n\right) \quad (10.18)$$

$$f_n = \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \left[\sin\left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x + 2\theta_n\right) + \sin\left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x\right) \right] \quad (10.19)$$

Aplicando a mesma metodologia usada para o caso de correntes de sequência positiva, obtém-se o resultado esperado, onde as forças magnetomotrizes de sequência positiva e negativa são iguais em módulo, porém com rotação em sentidos opostos, equações (10.17) e (10.20).

$$F_{mm} = \left(\frac{m}{2}\right) \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin\left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x\right) \quad (10.20)$$

Para correntes de sequência zero, a força magnetomotriz produzida por uma fase genérica f_n , com fase $\theta_0 = 0$ será:

$$f_n = \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin(wt) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_n\right) \quad (10.21)$$

$$f_n = \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \left[\sin\left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_n\right) + \sin\left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x + \theta_n\right) \right] \quad (10.22)$$

Novamente, considerando a mesma metodologia aplicada ao caso de correntes de sequência positiva chega-se que $F_{mm} = 0$. Portanto, a indutância de sequência zero não terá componente de magnetização, apenas de dispersão, situação idêntica ao caso trifásico.

B.2 FORÇA MAGNETOMOTRIZ PRODUZIDA POR ENROLAMENTOS MULTIFÁSICOS PARA COMPONENTES HARMÔNICAS ESPACIAIS

Considerando apenas componente fundamental de corrente, para uma fase genérica, as equações (10.12) e (10.13) são reescritas da seguinte forma:

$$f_n = \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \sin(wt - \theta_n) \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{eh}}{h} \cos\left[h\left(\frac{\pi}{\tau_p} x - \theta_n\right)\right] \quad (10.23)$$

$$f_n = \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \sum_{h=1}^{\infty} \frac{k_{eh}}{h} \left[\sin \left(\omega t - \frac{h\pi}{\tau_p} x + \theta_n(h-1) \right) + \sin \left(\omega t + \frac{h\pi}{\tau_p} x - \theta_n(h+1) \right) \right] \quad (10.24)$$

A força magnetomotriz produzida por uma fase genérica só apresenta harmônicas de ordem ímpar (forma de onda simétrica).

B.2.1 Força magnetomotriz resultante para máquinas simétricas

Considerando uma componente harmônica de ordem genérica h , a força magnetomotriz resultante produzida pelo estator da máquina será:

$$F_h = \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \frac{k_{eh}}{h} \sum_{n=1}^m \left[\sin \left(\omega t - \frac{h\pi}{\tau_p} x + \theta_n(h-1) \right) + \sin \left(\omega t + \frac{h\pi}{\tau_p} x - \theta_n(h+1) \right) \right] \quad (10.25)$$

$$F_h = \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \frac{k_{eh}}{h} \left[\text{Imag} \left\{ e^{j\omega t - \frac{h\pi}{\tau_p} x} \cdot \sum_{n=1}^m e^{j\theta_n(h-1)} \right\} + \text{Imag} \left\{ e^{j\omega t + \frac{h\pi}{\tau_p} x} \cdot \sum_{n=1}^m e^{-j\theta_n(h+1)} \right\} \right] \quad (10.26)$$

Para máquina com enrolamentos simetricamente distribuídos, tem-se: $\alpha = \frac{2\pi}{m}$ e $\theta_n = (n-1)\alpha$. Desta forma:

$$\sum_{n=1}^m e^{j\theta_n(h-1)} = 1 + e^{j\alpha(h-1)} + e^{j2\alpha(h-1)} \dots e^{j(m-1)\alpha(h-1)}$$

$$\sum_{n=1}^m e^{j-\theta_n(h+1)} = 1 + e^{-j\alpha(h+1)} + e^{-j2\alpha(h+1)} \dots e^{-j(m-1)\alpha(h+1)}$$

Assumindo-se

$$x_1 = \alpha(h-1)$$

$$x_2 = -\alpha(h+1)$$

$$k = m-1$$

Para $x_1 \neq k_1 2\pi$, k_1 inteiro:

$$\sum_{n=1}^m e^{j\theta_n(h-1)} = 1 + e^{jx_1} + e^{j2x_1} \dots e^{jkx_1} = 1 + \frac{e^{jkx_1} - 1}{1 - e^{-jx_1}} \quad (10.27)$$

$$1 + \frac{e^{jkx_1} - 1}{1 - e^{-jx_1}} = 1 + \frac{e^{j(m-1)(h-1)\frac{2\pi}{m}} - 1}{1 - e^{-j(h-1)\frac{2\pi}{m}}}$$

$$1 + \frac{e^{jkx_1} - 1}{1 - e^{-jx_1}} = 1 + \frac{e^{-j(h-1)\frac{2\pi}{m}} - 1}{1 - e^{-j(h-1)\frac{2\pi}{m}}} = 0$$

Para $x_1 = k_1 2\pi$:

$$\sum_{n=1}^m e^{j\theta_n(h-1)} = 1 + e^{jx_1} + e^{j2x_1} \dots e^{jkx_1} = m \quad (10.28)$$

Esta condição é satisfeita quando:

$$h = k_1 m + 1 \quad (10.29)$$

Para $x_2 \neq k_1 2\pi$, k_1 inteiro:

$$\sum_{n=1}^m e^{j\theta_n(h-1)} = 1 + e^{jx_2} + e^{j2x_2} \dots e^{jkx_2} = 1 + \frac{e^{jkx_2} - 1}{1 - e^{-jx_2}} \quad (10.30)$$

$$1 + \frac{e^{jkx_2} - 1}{1 - e^{-jx_2}} = 1 + \frac{e^{-j(m-1)(h+1)\frac{2\pi}{m}} - 1}{1 - e^{j(h+1)\frac{2\pi}{m}}}$$

$$1 + \frac{e^{jkx_2} - 1}{1 - e^{-jx_2}} = 1 + \frac{e^{j(h+1)\frac{2\pi}{m}} - 1}{1 - e^{j(h+1)\frac{2\pi}{m}}} = 0$$

Para $x_2 = k_1 2\pi$:

$$\sum_{n=1}^m e^{-j\theta_n(h+1)} = 1 + e^{jx_2} + e^{j2x_2} \dots e^{jkx_2} = m \quad (10.31)$$

Esta condição é satisfeita quando:

$$h = k_1 m - 1 \quad (10.32)$$

Portanto, quando $h = k_1 m + 1$, a força magnetomotriz resultante produzida pelo enrolamento multifásico será:

$$F_h = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \frac{k_{eh}}{h} \left[\sin \left(wt - \frac{h\pi}{\tau_p} x \right) \right] \quad (10.33)$$

Para $h = k_1 m - 1$:

$$F_h = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \frac{k_{eh}}{h} \left[\sin \left(wt + \frac{h\pi}{\tau_p} x \right) \right] \quad (10.34)$$

Como a força magnetomotriz por fase apresenta apenas harmônicas de ordem ímpar, pode-se recorrer à seguinte equação para determinar as harmônicas espaciais que aparecem na força magnetomotriz resultante do enrolamento multifásico (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1950, p. 497):

$$h = 2km + 1 \quad (10.35)$$

Onde k é um número inteiro positivo ou negativo. Caso h possua valor positivo (10.35) está de acordo com (10.33) e a força magnetomotriz da harmônica de ordem h se propaga na mesma direção da força magnetomotriz fundamental (sequencia positiva). Para h negativo, quando calculado por (10.35), F_h estará de acordo com (10.34) e se desloca no sentido contrário da componente fundamental (sequência negativa).

B.2.2 Força magnetomotriz resultante para máquinas assimétricas do tipo N-star

A máquina com enrolamentos do tipo *N-star* é composta por N grupos trifásicos $\left(\frac{m}{N} = 3\right)$ defasados de uma faixa de fase $\frac{\pi}{m}$. Definindo:

$$\alpha = \frac{2\pi}{3}; \quad \beta = \frac{\pi}{m}$$

$$\theta_n = [0, \alpha, 2\alpha, \beta, \beta + \alpha, \beta + 2\alpha \dots, (N-1)\beta, (N-1)\beta + \alpha, (N-1)\beta + 2\alpha]$$

Desta forma:

$$\sum_{n=1}^m e^{j\theta_n(h-1)} = (1 + e^{j\alpha(h-1)} + e^{j2\alpha(h-1)}) + (e^{j\beta(h-1)} + e^{j(\beta+\alpha)(h-1)} + e^{j(\beta+2\alpha)(h-1)}) \dots$$

$$+ e^{j((N-1)\beta+2\alpha)(h-1)}$$

$$\sum_{n=1}^m e^{j\theta_n(h-1)} = (1 + e^{j\beta(h-1)} + e^{j2\beta(h-1)} \dots + e^{j(N-1)\beta(h-1)}) \cdot (1 + e^{j\alpha(h-1)} + e^{j2\alpha(h-1)})$$

Assumindo:

$$x_1 = \beta(h-1)$$

$$x_2 = \alpha(h-1)$$

$$k = N-1$$

$$\sum_{n=1}^m e^{j\theta_n(h-1)} = (1 + e^{jx_1} + e^{j2x_1} \dots + e^{jkx_1}) \cdot (1 + e^{jx_2} + e^{j2x_2}) \quad (10.36)$$

$$(1 + e^{jx_1} + e^{j2x_1} \dots + e^{jkx_1}) = \begin{cases} 1 + \frac{e^{j(h-1)(\frac{\pi}{3}-\frac{\pi}{m})} - 1}{1 - e^{j(h-1)(-\frac{\pi}{m})}}, & h \neq 2mk_1 + 1 \\ N, & h = 2mk_1 + 1 \end{cases} \quad (10.37)$$

$$(1 + e^{jx_2} + e^{j2x_2}) = \begin{cases} 1 + \frac{e^{j2x_2} - 1}{1 - e^{-jx_2}} = 0, & h \neq 3k_1 + 1 \\ 3, & h = 3k_1 + 1 \end{cases} \quad (10.38)$$

Observa-se que a primeira parcela do somatório pode ter valores intermediários entre 0 e N, diferente daquilo que acontece para máquina com enrolamentos simetricamente distribuídos no estator. Entretanto, esta diferença não tem impacto para h ímpar. A figura a seguir compara o resultado do somatório (10.36) com (10.27) para $m = 9$.

Figura 66 – Harmônicas espaciais na FMM em máquinas de 9 fases, sequência positiva.

Portanto, para $h = 2k_1m + 1$, a força magnetomotriz resultante produzida pelo enrolamento multifásico *N-star* será:

$$F_h = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \frac{k_{eh}}{h} \left[\sin \left(wt - \frac{h\pi}{\tau_p} x \right) \right] \quad (10.39)$$

De forma similar ao já apresentado, é possível provar que:

$$\sum_{n=1}^m e^{j-\theta_n(h+1)} = (1 + e^{jx_1} + e^{j2x_1} \dots + e^{jkx_1}) \cdot (1 + e^{jx_2} + e^{j2x_2}) \quad (10.40)$$

Para:

$$x_1 = -\beta(h+1)$$

$$x_2 = -\alpha(h+1)$$

$$k = N - 1$$

$$(1 + e^{jx_1} + e^{j2x_1} \dots + e^{jkx_1}) = \begin{cases} 1 + \frac{e^{j(h+1)(\frac{\pi}{m}-\frac{\pi}{3})} - 1}{1 - e^{j(h+1)\frac{\pi}{m}}}, & h \neq 2mk_1 - 1 \\ N, & h = 2mk_1 - 1 \end{cases} \quad (10.41)$$

$$(1 + e^{jx_2} + e^{j2x_2}) = \begin{cases} 1 + \frac{e^{j2x_2} - 1}{1 - e^{-jx_2}} = 0, & h \neq 3k_1 - 1 \\ 3, & h = 3k_1 - 1 \end{cases} \quad (10.42)$$

Da mesma forma como foi apresentado anteriormente, na Figura 67 apresenta-se a diferença entre (10.40) e (10.30) para $m = 9$.

Para $h = 2k_1m - 1$, a força magnetomotriz resultante produzida pelo enrolamento multifásico *N-star* será:

$$F_h = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f \frac{k_{eh}}{h} \left[\sin \left(wt + \frac{h\pi}{\tau_p} x \right) \right] \quad (10.43)$$

Para comparação, apresenta-se na figura a seguir a relação das harmônicas existentes (sequência positiva e negativa) para máquinas simétricas e *N-star* para $m = 9$.

Figura 67 – Harmônicas espaciais na FMM em máquinas de 9 fases, sequência negativa.

Figura 68 – Comparação entre harmônicas espaciais da FMM de máquinas simétricas e *N-Star*.

B.3 FORÇA MAGNETOMOTRIZ RESULTANTE EM CASO DE FALHA EM UM CONVERSOR TRIFÁSICO PARA SOLUÇÕES 2 E 3.

Nesta secção calcula-se a força magnetomotriz resultante no caso de falha de um conversor eletrônico de potência para as soluções 2 e 3, conforme apresentado na secção 4.4. Quando há falha em um dos conversores eletrônicos de potência, em ambos os casos, um dos grupos trifásicos do gerador terá que operar com potência reduzida, enquanto os demais grupos trifásicos podem continuar a operar em condições nominais.

Para analisar apenas a componente fundamental, recorre-se ao cálculo da força magnetomotriz por fase segundo a equação (10.13):

$$f_n = \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \left[\left(\sin \left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x \right) + \sin \left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x - 2\theta_n \right) \right) \right]$$

Para as fases do grupo trifásico que apresenta falha em um dos conversores, a corrente elétrica precisa ser reduzida de I_f para um certo valor $k_i I_f$, onde $0 < k_i < 1$. A força magnetomotriz resultante é calculada pela soma individual da força magnetomotriz produzida por cada fase da máquina. Para as fases pertencentes aos grupos trifásicos que operam sem falha, o resultado será equivalente ao apresentado

em (10.17), uma vez que o segundo termo de (10.13) tem soma nula para cada grupo trifásico. Seja F_1 igual a força magnetomotriz resultante dos grupos trifásicos sem falha e F_2 a força magnetomotriz resultante do grupo trifásico com falha:

$$F_{mm} = F_1 + F_2$$

$$F_1 = (N - 1) \left(\frac{3}{2} \right) \cdot \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin \left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x \right)$$

$$F_2 = \frac{2}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} k_i I_f k_{e1} \sum_{n=1}^3 \left[\sin \left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x \right) + \sin \left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x - 2\theta_n \right) \right] \quad (10.44)$$

Assume-se que as fases $n = 1, 2$ e 3 formam o grupo trifásico onde ocorreu a falha em um dos conversores eletrônicos de potência. Conforme a discussão já apresentada neste trabalho, $\sum_{n=1}^3 \left[\sin \left(wt + \frac{\pi}{\tau_p} x - 2\theta_n \right) \right] = 0$. Portanto:

$$F_2 = \left(\frac{3}{2} \right) \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} k_i I_f k_{e1} \sin \left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x \right) \quad (10.45)$$

Desta forma:

$$F_{mm} = (N - 1 + k_i) \left(\frac{3}{2} \right) \frac{4}{\pi} N_{sf} \sqrt{2} I_f k_{e1} \sin \left(wt - \frac{\pi}{\tau_p} x \right) \quad (10.46)$$

A corrente de fase do gerador I_f deve ser distribuída igualmente entre os conversores eletrônicos conectados em paralelo para cada grupo trifásico. Desta forma, caso exista falha em um conversor das soluções 2 e 3, k_i terá valor de $\frac{2}{3}$ e $\frac{1}{2}$ respectivamente.

B.4 CONCLUSÃO

Considerando que a forma de onda da força magnetomotriz produzida por uma fase é simétrica, demonstrou-se que a força magnetomotriz resultante terá as mesmas componentes harmônicas seja na configuração simétrica ou *N-Star* (apenas harmônicas de ordem ímpar, $h = 2mk_1 \pm 1$). A configuração simétrica, entretanto, possui maior atenuação de harmônicas de ordem par que a configuração *N-Star*.

Na perspectiva do autor, é mais vantajosa a aplicação de máquinas *N-Star* quando o número de fases da máquina é par. Conforme discutido na seção 3.7.3, a configuração simétrica em máquinas com número de fases par pode não permitir a utilização de faixa de fase de $\frac{\pi}{m}$, sendo normalmente utilizadas faixas de fase de $\frac{2\pi}{m}$. Neste caso, as harmônicas da força magnetomotriz resultante serão equivalentes às harmônicas de uma máquina de $\frac{m}{2}$ fases (VIZIREANU, KESTELYN, *et al.*, 2005, p. 3), (ABBAS, CHRISTEN e JAHNS, 1984, p. 1252).

Por fim, apresentou-se o cálculo da força magnetomotriz fundamental para máquinas elétricas multifásicas compostas por N grupos trifásicos quando há falha em um dos conversores eletrônicos de potência, conforme as configurações apresentadas em 4.4.2 e 4.4.3.

APÊNDICE C – FATORES DE PROJETO DE MÁQUINAS ELÉTRICAS

C.1 FATOR DE ASPECTO

A seguir são apresentadas relações de aspecto (*aspect ratio*), normalmente definidas por L_{ef}/τ_p ou L_{ef}/D , típicas para geradores síncronos com mais de um par de polos sugeridas nas referências (MITTLE e MITTAL, 2009), (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014) e (UPADHYAY, 2008).

Pyrhonen em (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014, p. 304) sugere a seguinte equação para a razão L_{ef}/D_g para máquinas síncronas com mais de um par de polos:

$$L_{ef}/D_g = \frac{\pi}{4p} \sqrt{p} \quad (10.47)$$

As referências (MITTLE e MITTAL, 2009, p. 483) e (UPADHYAY, 2008, p. 108-109) sugerem para geradores com polos cilíndricos (Figura 69):

$$L_{ef}/\tau_p = 0,6 - 0,7 \quad (10.48)$$

Para polos retangulares:

$$L_{ef}/\tau_p = 0,8 - 4 \quad (10.49)$$

Figura 69 – Esquerda: polo cilíndrico. Direita: polo retangular.

Fonte: adaptado de (UPADHYAY, 2008, p. 108).

Como é comentado em (LIPO, 2011), para máquinas de elevado diâmetro a solução ótima do gerador tende a ter forma anular (*ring shape*). Em outras palavras, $D_g \gg L_{ef}$.

C.2 FATORES DE ENROLAMENTO, CARTER E SATURAÇÃO.

C.2.5 Fator de Carter

A existência de ranhuras para alocação dos enrolamentos do gerador provoca o efeito de espalhamento de fluxo magnético (*fringing effects*), nomeadamente, as linhas de indução magnética, embora se concentrem na interface entreferro/dente, parte delas atravessa a ranhura e apenas penetra no dente em posição posterior. Este efeito é modelado ao se introduzir o fator de Carter k_{cs} a fim de calcular um comprimento efetivo do entreferro $l_g' = k_{cs}l_g$, capaz de incorporar estes efeitos de espalhamento de fluxo magnético no cálculo da permeância magnética do entreferro. O fator de Carter é calculado de acordo com as seguintes relações (LIPO, 2011, p. 105):

$$k_{cs} = \frac{\tau_s}{\tau_s - \frac{2b_s}{\pi} \left\{ \operatorname{atan} \left(\frac{b_s}{2l_g} \right) - \frac{g}{b_s} \ln \left[1 + \left(\frac{b_s}{2l_g} \right)^2 \right] \right\}} \quad (10.50)$$

$$k_{cs} \approx \frac{\tau_s}{\tau_s - \left(\frac{b_s^2}{5l_g - b_s} \right)} \quad (10.51)$$

A equação (1.60), muitas vezes é escrita em função do fator δ_c :

$$\delta_c = \frac{\left(\frac{b_s}{l_g} \right)^2}{5 + \left(\frac{b_s}{l_g} \right)} \quad (10.52)$$

$$k_{cs} \approx \frac{\tau_s}{\tau_s - \delta_c l_g} \quad (10.53)$$

C.2.6 Fator de Saturação

O fator de saturação é dado pela relação entre a força magnetomotriz total do circuito magnético e a queda de força magnetomotriz no entreferro da máquina (LEVI, 1984, p. 382).

$$k_{sat} = \frac{2f_g + 2f_t + f_{sy} + f_{ry}}{2f_g} \quad (10.54)$$

C.3 COMPRIMENTO EFETIVO

Sistemas de refrigeração radiais incorporados ao longo do comprimento rotórico ou estatórico introduzem efeitos de espalhamento de campo semelhantes ao produzido pela existência de ranhuras nas interfaces entreferro rotor/estator. Desta forma, o comprimento efetivo da máquina pode ser calculado de acordo com as seguintes equações (LIPO, 2011, p. 107-111):

- a) Estator de comprimento ativo l_a (ferro) com n_d dutos de ventilação de largura b_{vs} :

$$L_{ef} = l_a + 2l_g + n_d b_{vs} \left(\frac{5}{5 + \frac{b_{vs}}{l_g}} \right) \quad (10.55)$$

- b) Estator e rotor de comprimento ativo l_a com n_d dutos de ventilação alinhados de largura b_{vs} e b_{vr} , respectivamente:

$$L_{ef} = l_a + 2l_g + n_d \left(\frac{b_{vs} + b_{vr}}{2} \right) \left(\frac{5}{5 + \frac{b_{vs}}{l_g}} \right) \left(\frac{5}{5 + \frac{b_{vr}}{l_g}} \right) \quad (10.56)$$

- c) Estator e rotor com ductos de ventilação desalinhados

$$L_{ef} = l_a + 2l_g + \frac{n_d}{2} \left[b_{vs} \left(\frac{5}{5 + \frac{b_{vs}}{l_g}} \right) + b_{vr} \left(\frac{5}{5 + \frac{b_{vr}}{l_g}} \right) \right] \quad (10.57)$$

A referência (UPADHYAY, 2008, p. 113) sugere que os ductos de ventilação sejam espaçados de 10 cm entre si com largura b_v igual a 1 cm para máquinas de pequeno e médio porte e 1.25 cm em máquinas de grande porte.

C.4 INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO DE FINAL DE ENROLAMENTO

Três diferentes metodologias para estimação da indutância de dispersão devido ao final do enrolamento (cabeça de bobina) serão apresentadas. O primeiro método é apresentado em (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947), (LIPO, 2011) e em (LEVI, 1984) consiste numa metodologia parcialmente teórica e empírica. O segundo e terceiro métodos são empíricos apresentados respectivamente em (LIWSCHITZ-GARIK, 1963) e em (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014). Devido à alta complexidade para a elaboração teórica de uma formulação analítica capaz de ser suficientemente geral e precisa para máquinas com diferentes características, normalmente para cálculo da indutância de dispersão de cabeça de bobina os métodos empíricos são preferidos.

Salienta-se aqui, entretanto, que as metodologias apresentadas nesta seção foram estabelecidas através da experiência na construção de máquinas elétricas trifásicas. Faz-se, portanto, necessário, rever os parâmetros empíricos quando o número de fases é diferente de três. Embora esta limitação seja reconhecida neste trabalho, considera-se fora do escopo do mesmo realizar esta revisão. Entretanto esta atividade é recomendada para trabalhos futuros.

C.4.1 Método 1

O primeiro método consiste em considerar a geometria da cabeça da bobina conforme apresentado na Figura 16. Onde $\tau_{b(ave)}$ e $\tau_{s(ave)}$ correspondem, respectivamente, aos passos de bobina e de ranhura medidos na altura média da ranhura. O valor b_c é a espessura da bobina e t_e a distância entre duas bobinas adjacentes. A indutância de dispersão de cabeça de bobina por fase é calculada pela relação (10.58) (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947, p. 71-73) e (LIPO, 2011, p. 198-201).

$$l_{ew} = \frac{4\mu_0}{2p} N_{sf}^2 (k_{d1} k_{c1})^2 2.4 \left[l_{e2} + \frac{l_{e1}}{2} \right] \quad (10.58)$$

$$l_{e1} = \frac{\tau_{b(ave)}(b_c + t_e)}{2\sqrt{\tau_{s(ave)}^2 - (b_c + t_e)^2}} \quad (10.59)$$

$$\tau_{b(ave)} = \frac{\pi(D_g + h_s)}{2p} \frac{\tau_b}{\tau_p} \quad (10.60)$$

$$\tau_{s(ave)} = \frac{\pi(D_g + h_s)}{2pqm} \quad (10.61)$$

Levi em (LEVI, 1984, p. 388) sugere para uma primeira estimação de t_e

$$t_e \cong (2,4 + 4,5.V_f 10^{-4}) 10^{-1} [cm] \quad (10.62)$$

Valores de referência para l_{e2} em função da tensão do gerador são apresentados em (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947, p. 71) e em (LEVI, 1984, p. 387). Segundo E. Levi em (LEVI, 1984, p. 387) l_{e2} pode ser estimado pela relação:

$$l_{e2} \cong 6V_f^{0.541} \cdot 10^{-2} [cm] \quad (10.63)$$

Onde V_f é a tensão de fase da máquina. Os valores de referência para l_{e2} segundo (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947, p. 71) são apresentados na Tabela 37 e podem ser estimados pela equação (10.64).

$$l_{e2} \cong 0,0125V_{linha}^{0.7008} + 0,4449 [cm] \quad (10.64)$$

Tabela 37 – Valores de Referência para l_{e2} (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947, p. 71)

V-Linha [kV]	l_{e2} [cm]
0,12	0,635
0,44	1,270
0,60	1,905
2,30	3,175
6,60	6,350
11,00	8,890
13,20	10,16

A comparação entre os dois métodos é apresentada na Figura 70. Nesta figura é possível observar que ambos os métodos apresentam resultados semelhantes para máquinas de baixa tensão.

Figura 70 – Comparação entre valores de referência para l_{e2} .

Fontes: (LIWSCHITZ-GARIK e WHIPPLE, 1947, p. 71) e (LEVI, 1984, p. 387).

C.4.2 Método 2

O segundo método consiste em aproximar a geometria da cabeça da bobina conforme apresentado na figura a baixo:

Figura 71 – Aproximação de cabeça de bobina.

Fonte: adaptado de (LIWSCHITZ-GARIK, 1964, p. 61).

O comprimento total de cabeça l_e de bobina é aproximado por:

$$l_e = \tau_b + 2h \quad (10.65)$$

A indutância de dispersão de cabeça de bobina é calculada por (LIWSCHITZ-GARIK, 1964, p. 65):

$$l_{ew} = \frac{4\mu_0}{2p} N_s^2 (k_{d1} k_{c1})^2 0,43 l_e \quad (10.66)$$

C.4.3 Método 3

O terceiro método utiliza a mesma simplificação do método anterior, conforme apresentado na Figura 71. Entretanto, dois fatores empíricos são considerados, k_{1ew} e k_{2ew} , com valores apresentados na Figura 72. A indutância de dispersão de cabeça de bobina é calculada de acordo com (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014, p. 260-263)¹³:

$$l_{ew} = \frac{4\mu_0}{2p} N_s^2 [2h k_{1ew} + \tau_b k_{2ew}] \quad (10.67)$$

Figura 72 – Fatores empíricos para cálculo de indutância de dispersão de cabeça de bobina.

Seção Transversal de Cabeça de Bobina	Máquina de Pólos Lisos		Máquina de Pólos Salientes	
	k_{1ew}	k_{2ew}	k_{1ew}	k_{2ew}
0.342	0.413	0.297	0.232
0.380	0.130	0.324	0.215
0.371	0.166	0.324	0.243
0.493	0.074	0.440	0.170
0.571	0.073	0.477	0.187
0.605	0.028	0.518	0.138

Fonte: adaptado de (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014).

¹³ Salienta-se que o método apresentado por Pyrhonen em (PYRHONEN, JOKINEN e HRABOVCOVÁ, 2014, p. 260-263) não inclui o fator $(k_{d1} k_{c1})^2$, comum aos outros dois métodos apresentados previamente.

APÊNDICE D – TEORIA GERAL DE MÁQUINAS ELÉTRICAS

Neste capítulo discute-se a modelagem de máquinas elétricas multifásicas segundo a teoria geral de máquinas elétricas. Nomeadamente, são apresentadas as transformações matemáticas que permitem a modelagem de máquinas com um número genérico de fases numa máquina equivalente de apenas duas fases – eixos direto e de quadratura.

Embora exista extensa discussão atualmente em respeito à necessidade de modelar a máquina de m -fases em m circuitos linearmente independentes, a teoria geral de máquinas elétricas sugere que para fim de produção de potência/torque apenas dois eixos são necessários:

“In the study of rotating electromechanical energy converters, the two-phase system is the most fundamental. The importance of the two-phase system lies in the fact that, regardless of the number of phases that an energy converter may have on its rotor and on its stator, the equations of motion can always be reduced to equivalent two-phase systems on rotor and stator for considerations of torque production” (WHITE e WOODSON, 1959, p. 255)

O conceito chave para a aplicação da teoria geral de máquinas elétricas consiste em transformar as variáveis de fase da máquina para um referencial linearmente independente e capaz de produzir a mesma força magnetomotriz no entreferro da máquina (ADKINS, 1957, p. 101-102).

“The axis currents i_d and i_q are defined as the currents in fictitious coils, located on the axes and each having the same number of turns as a phase coil, which would set up the same M. M. F. wave as the actual currents i_a, i_b, i_c ”. (ADKINS, 1957, p. 101)

Uma vez que a onda de força magnetomotriz produzida pelo enrolamento multifásico, independentemente do número de fase, pode ser descrita nas coordenadas espaciais (x, y, z) e que máquinas elétricas, em geral, possuem simetria ao longo do seu comprimento (eixo z), apenas dois eixos são necessários para representar a FMM no entreferro da máquina.

D. 1 MODELAGEM DE MÁQUINAS ELÉTRICAS SEGUNDO EIXOS DQ

Para a modelagem da máquina elétrica segundo os eixos direto e de quadratura, aplica-se uma transformação de variáveis. Neste trabalho, a transformação das variáveis de fase para as variáveis do referencial $dq0$ é feita em duas etapas. Primeiramente, as variáveis de fase são convertidas para as coordenadas $\alpha\beta0$ e, em seguida, aplica-se a transformação para o sistema $dq0$. As transformações invariantes em potência e em amplitude serão apresentadas.

D.1.1 Transformação invariante em potência

Assume-se que o eixo α coincide com o eixo magnético da fase 1. A transformação generalizada $T_{\alpha\beta0}$ de coordenadas de fase para coordenadas $\alpha\beta0$ invariante em potência é descrita por:

$$T_{\alpha\beta0} = \sqrt{\frac{2}{m}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) & \dots & \cos(\theta_m) \\ 0 & \sin(\theta_2) & \sin(\theta_3) & \dots & \sin(\theta_m) \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \dots & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \quad (10.68)$$

Caso a máquina seja simétrica, com $\alpha = 2\pi/m$:

$$T_{\alpha\beta0} = \sqrt{\frac{2}{m}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \dots & \cos[(m-1)\alpha] \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \dots & \sin[(m-1)\alpha] \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \dots & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \quad (10.69)$$

Observa-se que (10.68) e (10.69) são equivalentes à matriz apresentada em (ADKINS, 1957, p. 128) para a modelagem do circuito da gaiola de esquilo em coordenadas $dq0$. A transformação $T_{\alpha\beta0}$ possui a propriedade $T_{\alpha\beta0} \cdot T_{\alpha\beta0}^T = I_{3 \times 3}$. A relação entre as variáveis em coordenadas de fase $V_{1\dots m}$ e às variáveis em coordenadas $\alpha\beta0$ é dada por:

$$V_{\alpha\beta0} = T_{\alpha\beta0} V_{1\dots m} \quad (10.70)$$

$$V_{1\dots m} = T_{\alpha\beta0}^T V_{\alpha\beta0} \quad (10.71)$$

Uma vez que as variáveis estão no referencial $\alpha\beta 0$ a transformação de $\alpha\beta 0 \rightarrow dq0$ é simples e idêntica ao caso trifásico.

$$T_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10.72)$$

$$V_{dq0} = T_{dq0} T_{\alpha\beta 0} V_{1\dots m} \quad (10.73)$$

$$V_{1\dots m} = T_{\alpha\beta 0}^T T_{dq0}^{-1} V_{dq0} \quad (10.74)$$

A maior desvantagem da transformação invariante em potência consiste na diferença em amplitude entre as variáveis no referencial de fase e as variáveis no referencial $\alpha\beta 0$ ou $dq0$ pelo fator $m/2$.

D.1.2 Transformação invariante em amplitude

A transformação invariante em amplitude¹⁴, em termos gerais, é calculada por:

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{m} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_3) & \dots & \cos(\theta_m) \\ 0 & \sin(\theta_2) & \sin(\theta_3) & \dots & \sin(\theta_m) \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \dots & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \quad (10.75)$$

Neste caso, $T_{\alpha\beta 0} T_{\alpha\beta 0}^t = \frac{2}{m} I_{3 \times 3}$, portanto, a matriz inversa à direita de $T_{\alpha\beta 0}$ é igual a $\frac{m}{2} T_{\alpha\beta 0}^t$. Desta forma:

$$V_{\alpha\beta 0} = T_{\alpha\beta 0} V_{1\dots m} \quad (10.76)$$

$$V_{1\dots m} = \frac{m}{2} T_{\alpha\beta 0}^T V_{\alpha\beta 0} \quad (10.77)$$

De forma equivalente ao já apresentado, a relação entre as variáveis de fase e as variáveis nos eixos $dq0$ é dada por:

$$V_{dq0} = T_{dq0} T_{\alpha\beta 0} V_{1\dots m} \quad (10.78)$$

¹⁴ Pode ser entendido como uma generalização da transformação de Clarke (MARQUES, 2002, p. 139).

$$V_{1...m} = \frac{m}{2} T_{\alpha\beta 0}^T T_{dq0}^{-1} V_{dq0} \quad (10.79)$$

Embora, em geral, considere-se mais conveniente trabalhar-se com a transformação invariante em amplitude, aparece o termo $\frac{m}{2}$ na transformação $dq0 \rightarrow 1 \dots m$ e nos cálculos de torque e potência (MARQUES, 2002, p. 139-141).

D.1.3 Matriz de Indutâncias

D.1.3.1 Matriz de indutância em variáveis de fase

A matriz de indutâncias relativa ao estator de uma máquina de m fases é uma matriz simétrica ordem $m \times m$. A diagonal principal da matriz de indutância corresponde às indutâncias próprias de cada fase L_{ii} . As componentes que não fazem parte da diagonal principal representam o acoplamento mútuo entre fases $L_{ij} = L_{ji}$. De forma genérica pode-se escrever:

$$L_{ii} = L_{dis} + L_0 + L_2 \cos(2\theta + \delta_{ii}) \quad (10.80)$$

$$\delta_{ii} = -2\theta_i \quad (10.81)$$

Onde θ_i corresponde à defasagem espacial da fase de ordem “i”. As componentes, L_0 e L_2 são calculadas por:

$$L_0 = \frac{L_{md}' + L_{mq}'}{2} \quad (10.82)$$

$$L_2 = \frac{L_{md}' - L_{mq}'}{2} \quad (10.83)$$

Onde L_{md}' e L_{mq}' correspondem às indutâncias de magnetização segundo os eixos direto e de quadratura considerando-se apenas a contribuição de uma fase.

$$L_{md}' = \frac{2}{m} L_{md} \quad (10.84)$$

$$L_{mq}' = \frac{2}{m} L_{mq} \quad (10.85)$$

As indutâncias L_{md} e L_{mq} são definidas de acordo com (3.62) e (3.63). As indutâncias referentes ao acoplamento mútuo entre as fases i e j , L_{ij} , são calculadas de forma genérica segundo:

$$L_{ij} = L_0 \cos(\theta_j - \theta_i) + L_2 \cos(2\theta + \delta_{ij}) \quad (10.86)$$

$$\delta_{ij} = -2 \left(\frac{\theta_i + \theta_j}{2} \right) \quad (10.87)$$

As equações (10.80) e (10.86) são genéricas e podem ser utilizadas tanto para máquinas simétricas quanto para máquinas assimétricas. Resultado equivalente é apresentado em (TESSAROLO, 2011, p. 80)¹⁵.

A defasagem angular $\frac{\theta_i + \theta_j}{2}$ corresponde à posição angular do rotor para o qual a relutância magnética entre as fases i e j é máxima ou mínima. Assumindo-se $L_{md}' > L_{mq}'$, quando o valor médio da indutância mútua L_{ij} é negativo, $L_0 \cos(\theta_j - \theta_i) < 0$, $\frac{\theta_i + \theta_j}{2}$ corresponde à posição do rotor para a qual a relutância magnética é máxima (módulo do fluxo mútuo entre fases é mínimo). Quando o valor médio de L_{ij} é positivo, $\frac{\theta_i + \theta_j}{2}$ corresponde à posição angular do rotor para a qual a relutância magnética entre fases é mínima (módulo do fluxo mútuo entre fases é máximo).

Quando $L_{md}' < L_{mq}'$ este resultado será invertido. Por exemplo, para $L_0 \cos(\theta_j - \theta_i) < 0$, $\frac{\theta_i + \theta_j}{2}$ corresponderá ao ângulo para o qual a relutância magnética entre fases é mínima.

A matriz de indutâncias da máquina pode ser escrita de forma genérica por:

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_{dis} + \mathbf{L}_0 + \mathbf{L}_2 \quad (10.88)$$

$$\mathbf{L}_{dis} = L_{dis} \mathbf{I}_{m \times m} \quad (10.89)$$

$$\mathbf{L}_0 = L_0 \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_2 - \theta_1) & \dots & \cos(\theta_m - \theta_1) \\ \cos(\theta_2 - \theta_1) & 1 & \dots & \cos(\theta_m - \theta_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(\theta_m - \theta_1) & \cos(\theta_m - \theta_2) & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (10.90)$$

¹⁵ Em (TESSAROLO, 2011, p. 80) assume-se máquina com fases simetricamente distribuídas.

$$\mathbf{L}_2 = L_2 \begin{bmatrix} \cos(2\theta - 2\theta_1) & \cos[2\theta - (\theta_1 + \theta_2)] & \dots & \cos[2\theta - (\theta_1 + \theta_m)] \\ \cos[2\theta - (\theta_1 + \theta_2)] & \cos(2\theta - 2\theta_2) & \dots & \cos[2\theta - (\theta_2 + \theta_m)] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos[2\theta - (\theta_1 + \theta_m)] & \cos[2\theta - (\theta_2 + \theta_m)] & \dots & \cos(2\theta - 2\theta_m) \end{bmatrix} \quad (10.91)$$

D.1.3.2 Matriz de indutâncias em coordenadas $\alpha\beta 0$ e $dq 0$

Aplicando a transformação invariante em potência, calcula-se a matriz de indutâncias no referencial $\alpha\beta 0$ por:

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{T}_{\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^T \quad (10.92)$$

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta 0} = L_{dis} \mathbf{I}_{3 \times 3} + \frac{m}{2} \left(L_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + L_2 \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) & 0 \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \quad (10.93)$$

Caso utilize-se a transformação invariante em amplitude, a matriz de anti-transformação é igual a matriz inversa à direita de $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ que é igual a $\frac{m}{2} \mathbf{T}_{\alpha\beta 0}^T$. O resultado em (10.93) mantém-se.

Transformado a matriz de indutâncias do referencial $\alpha\beta 0$ para coordenadas $dq 0$, obtém-se:

$$\mathbf{L}_{dq 0} = \mathbf{T}_{dq 0} \cdot \mathbf{L}_{\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{T}_{dq 0}^{-1} \quad (10.94)$$

$$\mathbf{L}_{dq 0} = L_{dis} \mathbf{I}_{3 \times 3} + \frac{m}{2} \left(L_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + L_2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right)$$

Escrevendo as variáveis L_0 e L_2 em função de L_{md}' e L_{mq}' :

$$\mathbf{L}_{dq 0} = L_{dis} \mathbf{I}_{3 \times 3} + \frac{m}{2} \begin{bmatrix} L_{md}' & 0 & 0 \\ 0 & L_{mq}' & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{dq 0} = \begin{bmatrix} L_{disp} + L_{md} & 0 & 0 \\ 0 & L_{disp} + L_{mq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{disp} \end{bmatrix} \quad (10.95)$$

D.1.4 Equações diferenciais

Conforme discutido anteriormente, utilizando-se a abordagem tradicional para modelagem e análise de máquinas elétricas, é possível reduzir o sistema multifásico ao sistema $dq0$ de forma equivalente à metodologia convencionalmente aplicada a máquinas trifásicas.

As relações de tensões estatóricas nos eixos direto e de quadratura e a relação do torque eletromagnético desenvolvido pela máquina são apresentadas a seguir:

$$v_{ds} = r_s I_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega \Psi_{qs} \quad (10.96)$$

$$v_{qs} = r_s I_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega \Psi_{ds} \quad (10.97)$$

$$T = \frac{m}{2} p (\Psi_{ds} I_{qs} - \Psi_{qs} I_{ds}) \quad (10.98)$$

As equações (10.96), (10.97), (10.98)¹⁶ são gerais e não dependem da forma de excitação da máquina ou da existência ou não de enrolamentos amortecedores. Para máquinas com excitação por ímãs permanentes a relação entre fluxo magnético e corrente para os eixos direto e de quadratura é dada por:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.99)$$

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Psi_{ds} - \Psi_{PM} \\ \Psi_{qs} \end{bmatrix} \quad (10.100)$$

¹⁶ Considera-se a utilização da transformação invariante em amplitude de acordo com (10.75). O termo $\frac{m}{2}$ não aparece caso utilize-se a transformação invariante em potência (10.68).

APÊNDICE E – TEORIA DE COMPONENTES SIMÉTRICAS

Neste trabalho optou-se por modelar a máquina seguindo a teoria geral de máquinas elétricas. A metodologia adotada é válida para o pressuposto de corrente de fase senoidal e em regime balanceado. A forma mais comum apresentada na literatura para modelagem de máquinas multifásicas, entretanto, utiliza a teoria generalizada de componentes simétricas. Neste caso, transforma-se o referencial de m fases num referencial de m circuitos linearmente independentes. Neste caso, dois circuitos (dq ou $\alpha\beta$) são responsáveis pela produção de torque enquanto os outros $(m - 2)$ circuitos correspondem de alguma forma à componentes de sequência zero (ADKINS, 1957, p. 128), no sentido de não contribuírem para produção de torque.

“Multiphase machines are characterized with the existence of additional degrees of freedom since independent flux and torque control of any machine always requires two independent currents, regardless of the phase number. These additional degrees of freedom can be used for various purposes.” (LEVI, 2016, p. 433).

Nesse sentido, a vantagem em se utilizar a transformação de componentes simétricas generalizada com os m circuitos linearmente independentes é de se explorar estes “*additional degrees of freedom*” para incorporar estratégias de controle. Levi em (LEVI, 2016) sumariza o estado da arte relacionado às formas de utilização destes graus de liberdade adicionais em diferentes aplicações. Como exemplo, cita-se a possibilidade de usar um mesmo inversor para controlar motores multifásicos em série e balancear a tensão dos bancos de capacitores em máquinas *N-star*.

E. Semail em (SEMAIL, BOUSCARYOL e HAUTIER, 2003), usa uma abordagem vetorial (*Vector Space Decomposition – VSD*) para a modelagem de máquinas elétricas multifásicas, analisando os espaços vetoriais criados a partir dos autovalores e autovetores da matriz de indutância da máquina. A decomposição vetorial da origem à dois subespaços vetoriais, o primeiro P consiste no subespaço principal (“*main*”), correspondente ao sistema dq ou $\alpha\beta$, o segundo, H , é composto por dois subespaços, um de sequência zero e o outro é chamado de secundário. Embora em (SEMAIL, BOUSCARYOL e HAUTIER, 2003) o foco do autor consista em

apresentar ao leitor às vantagens de se utilizar o subespaço vetorial H para controle da máquina, o autor deixa claro:

*“We dispose of three machines to produce torque¹⁷. First, we apply the Multimachine concept to the case of a sinusoidal electromotive force. Thus, only the “**main**” machine will produce torque. The currents in the two other machines are then not desirable since they create only copper losses. They are parasitic currents. To cancel them we must not supply these two machines”* (SEMAIL, BOUSCARYOL e HAUTIER, 2003, p. 218)

E.1 TRANSFORMAÇÃO DE COMPONENTES SIMÉTRICAS GENERALIZADA

A matriz de transformação generalizada de componentes simétricas é escrita em função do operador complexo $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{m}}$, esta matriz é calculada por (WHITE e WOODSON, 1959, p. 549):

$$T = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 & \dots & \alpha^{(m-1)} \\ 1 & \alpha^2 & \alpha^4 & \dots & \alpha^{2(m-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \alpha^{(m-1)} & \alpha^{2(m-1)} & \dots & \alpha^{(m-1)(m-1)} \end{bmatrix} \quad (10.101)$$

Na transformação de componentes simétricas, a primeira linha da transformação da origem às variáveis de sequência zero, a segunda linha às variáveis de sequência positiva e a última linha corresponde às variáveis de sequência negativa (WHITE e WOODSON, 1959, p. 554).

Para modelagem de máquinas elétricas multifásicas, normalmente não se aplica diretamente a transformação complexa de componentes simétricas, mas a sua transformação real. A transformação real derivada de componentes simétricas é apresentada em (WHITE e WOODSON, 1959, p. 592):

¹⁷ O autor em (SEMAIL, BOUSCARYOL e HAUTIER, 2003) associa uma máquina aos circuitos linearmente independentes do subespaço P e duas máquinas aos circuitos do subespaço H (uma para o subespaço de sequência zero e outra para o subespaço secundário).

$$T = \sqrt{\frac{2}{m}} \begin{bmatrix} \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \dots & \sqrt{2}/2 \\ 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \dots & \cos[(m-1)\alpha] \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \dots & \cos[2(m-1)\alpha] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sqrt{2}/2 & -\sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \dots & \pm\sqrt{2}/2 \\ 0 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \dots & \sin[2(m-1)\alpha] \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \dots & \sin[(m-1)\alpha] \end{bmatrix} \quad (10.102)$$

Após a conversão da transformação complexa de componentes simétricas para a “transformação real” de componentes simétricas obtém-se (10.102). A primeira linha de (10.102) corresponde à componente de sequência zero, a segunda linha corresponde à componente de sequência positiva e a última linha corresponde à componente de sequência negativa. Observa-se que estes valores serão idênticos às variáveis no referencial $\alpha\beta 0$ conforme apresentado em (10.68) e (10.69).

Levi em (LEVI, BOJOI, *et al.*, 2007, p. 493) apresenta esta transformação de forma mais didática, conforme apresentado na figura a seguir:

Figura 73 – Transformação real derivada da transformação complexa de componentes simétricas.

$$\underline{C} = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \alpha & 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \dots & \cos 3\alpha & \cos 2\alpha & \cos \alpha \\ \beta & 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \dots & -\sin 3\alpha & -\sin 2\alpha & -\sin \alpha \\ x_1 & 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \dots & \cos 6\alpha & \cos 4\alpha & \cos 2\alpha \\ y_1 & 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \dots & -\sin 6\alpha & -\sin 4\alpha & -\sin 2\alpha \\ x_2 & 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \dots & \cos 9\alpha & \cos 6\alpha & \cos 3\alpha \\ y_2 & 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \dots & -\sin 9\alpha & -\sin 6\alpha & -\sin 3\alpha \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{(n-4)/2} & 1 & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\ y_{(n-4)/2} & 0 & \sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots & -\sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & -\sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & -\sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) \\ 0_+ & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \dots & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 0_- & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & \dots & -1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Fonte: (LEVI, BOJOI, *et al.*, 2007)

Na transformação apresentada em (LEVI, BOJOI, *et al.*, 2007) a relação entre as componentes de sequência direta, inversa e zero com as componentes no referencial $\alpha\beta 0$ é explícita.

Ao se utilizar a transformação generalizada de componentes simétricas, transforma-se a matriz de indutância por fase da máquina, de ordem $m \times m$, numa matriz de indutâncias desacoplada (diagonal) também de ordem $m \times m$.

Os resultados para as componentes $\alpha\beta 0$ e $dq0$ mantêm-se conforme apresentado no Apêndice D. As indutâncias nos demais referenciais serão iguais a L_{disp} (LEVI, BOJOI, *et al.*, 2007, p. 493). A transformação $dq0$ (10.72) generalizada (transformação de ordem $m \times m$) que deve ser aplicada quando se utiliza a transformação de componentes simétricas é apresentada em (TESSAROLO, 2011, p. 193-194).

E.1.1 Harmônicas de corrente

Para máquinas multifásicas, apenas harmônicas de ordem $h = 2km \pm 1$ aparecem no referencial dq generalizado (são as únicas componentes que produzem torque). Portanto, uma vantagem da topologia multifásica é que as componentes harmônicas de baixa ordem não produzem torques pulsantes no rotor. Por outro lado, para detectar e filtrar correntes harmônicas de ordem diferente de $h = 2km \pm 1$ é necessário utilizar a transformação generalizada de componentes simétricas/*Vector Space Decomposition* (VSD).

Conforme comentado anteriormente, a indutância equivalente da máquina para os subespaços adicionais (x_i, y_i – Figura 73) é igual à indutância de dispersão. Em outras palavras, isso significa que máquinas elétricas multifásicas são mais susceptíveis ao aparecimento de correntes harmônicas de baixa ordem do que máquinas trifásicas. Quinta e sétima harmônicas são em geral as componentes mais preocupantes. Para evitar o aparecimento destas harmônicas é prudente no projeto da máquina procurar atenuar as componentes harmônicas da tensão induzida.

Caso a máquina seja alimentada por conversor eletrônico de potência com modulação do tipo PWM, recomenda-se a utilização de estratégias de controle para compensação de *deadtime*, com a finalidade evitar a distorção da tensão de alimentação da máquina. Em todo caso, na presença de componentes harmônicas de corrente de baixa ordem é possível utilizar os graus de liberdade adicionais da transformação generalizada de componente simétricas/VSD para filtragem das harmônicas indesejadas.

APÊNDICE F – DRIVETRAIN PARA TURBINAS EÓLICAS

Neste apêndice são apresentados, como referência, alguns esquemas utilizados para o trem de potência em turbinas eólicas. Na figura a seguir apresenta-se *drivetrain* de baixa velocidade, *direct-drive*. Onde se observar que o gerador (2) compartilha o mesmo eixo mecânico da turbina eólica.

Figura 74 – Topologia *direct-drive* (Siemens)

Fonte: (STIESDAL, 2011)

Na Figura 75, apresenta-se o conceito do trem de potência de média velocidade integrado da Vestas. Onde os principais componentes apresentados são: (16) o eixo principal da turbina eólica, (18) e (20) são os rolamentos que suportam o eixo principal, (24) é a caixa multiplicadora, diferencial planetária de três estágios e (28) é o gerador de ímãs permanentes (MONGEAU, ASHAR e DENTRODER, 2014).

Figura 75 – Topologia de média velocidade (Vestas)

Fonte: (MONGEAU, ASHAR e DENTRODER, 2014)

Na sequência é apresentado o esquema do trem de potência de alta velocidade, convencional, tipicamente utilizado em turbinas eólicas *onshore*. Segundo (COULTATE, 2011), as turbinas Vestas V80 – 2MW e Gamesa G114 – 2MW tem trem de potência semelhante ao apresentado na Figura 76.

Figura 76 – Trem de potência típico de alta velocidade.

Fonte: (COULTATE, 2011)