

Projecto de uma Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial Orientado para os Sistemas de Conversão de Energia Eólica

Ângela Paula Barbosa da Silva Ferreira

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Dissertação de doutoramento realizado sob a orientação do
Prof. Doutor Artur Manuel de Figueiredo Fernandes e Costa
Professor Auxiliar do DEEC-FEUP

FEUP, Setembro de 2011

RESUMO

A elevada eficiência volumétrica dos materiais magnéticos permanentes de terras raras, disponíveis, actualmente, a custos acessíveis, possibilita a exploração de novas configurações de máquinas eléctricas e a concretização de factores de escala impraticáveis nos sistemas de excitação, classicamente obtidos através de densidades de correntes, favorecendo a redução das dimensões e, ainda, o rendimento daquelas.

No contexto tecnológico actual de produtos eléctricos integrados, as máquinas de ímanes permanentes de fluxo axial apresentam um potencial considerável nas aplicações de baixas velocidades, atendendo às geometrias praticáveis e à superior densidade de binário que as caracteriza. Da análise comparativa da configuração axial com a sua homóloga radial, demonstra-se que a máquina de ímanes permanentes de fluxo axial apresenta uma densidade de binário superior em projectos que utilizem mais de quatro pares de pólos.

A geometria particular da configuração da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial introduz variáveis que impõem modificações nos processos clássicos de projecto e construção das máquinas eléctricas. Neste trabalho, desenvolve-se uma rotina de projecto da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial, com ênfase na configuração de duplo entreferro, rotor interno. A rotina desenvolvida incorpora as interações electromagnéticas e térmicas, sendo baseada em ferramentas analíticas e de simulação com recurso ao Método dos Elementos Finitos.

Foi ainda projectado e construído um protótipo, cujas decisões de projecto foram orientadas para os micro e mini sistemas de conversão de energia eólica. A implementação prática e a sua experimentação laboratorial permitiram validar a exequibilidade do processo construtivo e corroborar as variáveis iniciais definidas no anteprojecto.

ABSTRACT

The superior efficiency of rare earth permanent magnet materials, available nowadays at affordable costs, allows the exploitation of new configurations of electrical machines and the implementation of scale factors not allowed with conventional excitation systems. Permanent magnet excitation allows a significant decrease of the pole pitch and an increase in efficiency.

In the technological trend of integrated drive solutions, permanent magnet axial flux machines have increased scope in low speed applications, due to their feasible geometries and higher torque density. A comparative study of axial flux permanent magnet machines and their radial counterparts, shows that the axial flux configuration has a higher torque density in projects using more than four pole pairs.

The axial flux configuration introduces specific variables to electrical machinery design and manufacturing, which require modification of classical formulae. This work presents a routine design of an axial flux permanent magnet machine intended for wind energy systems applications. Emphasis has been placed on the design of dual airgap, internal rotor configuration. The design incorporates thermal and electromagnetic interactions and uses analytical tools and Finite Element Analysis.

A prototype machine, whose design decisions were focused on the micro and mini wind energy systems applications, has been designed and constructed. The practical implementation and testing aimed to evaluate the feasibility of the construction process and confirm the preliminary design.

RÉSUMÉ

Les hautes performances volumétriques des matériaux magnétiques permanents à base de terres rares, actuellement disponibles à coûts accessibles, rendent possible l'exploration de nouvelles configurations de machines électriques et la concrétisation de facteurs d'échelle qui seraient impraticables dans les systèmes d'excitation, classiquement obtenus par les densités de courants, favorisant la réduction des dimensions et aussi le rendement de la machine.

Dans le contexte technologique actuel de produits électriques intégrés, les machines à flux radial à aimants permanents présentent un potentiel considérable pour les applications à basse vitesse, compte tenu des géométries praticables et de la densité supérieure de binaire qui les caractérisent. Par l'analyse comparative de la configuration axiale avec son homologue radiale, on démontre que la machine à flux radial à aimants permanents présente une densité de binaire supérieure dans les projets qui utilisent plus de quatre paires de pôles.

La géométrie particulière de la configuration de la machine à flux radial à aimants permanents introduit des variables imposant des modifications dans les procédures classiques de projet et de construction de machines électriques. La routine de projet de la machine à flux radial à aimants permanents, développée ici, met l'accent sur la configuration du double entrefer, rotor interne. Elle incorpore les interactions électromagnétiques et thermiques, prenant appui sur les outils analytiques et de simulation avec recours à la Méthode des Éléments Finis.

Un prototype a été projeté et construit. Les options du projet ont été orientées vers les micro et mini systèmes de conversion d'énergie éolienne. L'implémentation pratique du prototype et son expérimentation en laboratoire ont permis de valider la possibilité d'exécution du processus constructif et attester les variables initiales définies dans l'avant.

AGRADECIMENTOS

Findo este trabalho, é chegado o momento de agradecer a um conjunto de pessoas e entidades cujo apoio e suporte foram cruciais na prossecução das diversas actividades envolvidas.

Em primeiro lugar, quero agradecer ao meu orientador científico, Prof. Doutor Artur Fernandes e Costa, pelo apoio e disponibilidade constantes e, principalmente, pela paciência demonstrada para com o meu método de trabalho peculiar.

Agradeço também ao Prof. Doutor Amândio Morim Silva, presente na fase inicial deste trabalho.

Aos Prof. Doutor Carlos Sá, Prof. Doutor Rui Araújo e Prof. Doutor José Rui Ferreira, o meu sincero agradecimento pelas contribuições e apoio sempre manifestado.

Gostaria ainda de agradecer as facilidades concedidas pelo corpo técnico da FEUP, nomeadamente à Sr.^a Carla Silva, ao Sr. José António Nogueira e ao Eng. Pinheiro Jorge.

À Escola Superior de Tecnologia e de Gestão de Bragança, na figura dos meus superiores hierárquicos, agradeço as facilidades concedidas durante a realização deste trabalho.

Um agradecimento especial aos meus amigos João Paulo Almeida, Paula Odete Fernandes, Paula Monte, Prudência Martins, Ana Isabel Pereira, Susana Freitas e Vicente Leite, que me ajudaram em aspectos científicos e/ou de logística.

Quero ainda agradecer a preciosa colaboração do Sr. José Afonso Santos na construção do protótipo.

Aos meus pais, à Lena, à Ana e ao Manuel, pelo incentivo e paciência demonstrados, o meu muito obrigada.

Por fim, ao Leonel, a quem devo um agradecimento muito especial, por ter resistido aos últimos tempos e pelo incentivo sempre dado.

A todos, muito obrigada,



ÍNDICE

Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	xii
Lista de Símbolos	xiii
Abreviaturas	xxiii
CAPÍTULO 1	1
1. Introdução	3
1.1. Âmbito e Motivação do Trabalho	3
1.2. Sistemas de Conversão de Energia Eólica	4
1.2.1. Evolução tecnológica dos sistemas eólicos	4
1.2.2. Micro e mini sistemas eólicos	9
1.2.3. Geradores de ímanes permanentes	10
1.2.3.1. Geradores de ímanes permanentes de fluxo transversal	12
1.2.3.2. Geradores de ímanes permanentes de fluxo radial	15
1.2.3.3. Geradores de ímanes permanentes de fluxo axial	18
1.3. Objectivos e Contribuições do Trabalho	19
1.4. Estrutura do Trabalho	20
Referências	23
CAPÍTULO 2	27
2. Estado de Arte da Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	29
2.1. Introdução	29
2.2. Desenvolvimento das Máquinas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	29
2.3. Configurações e Variantes Construtivas da Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	31
2.3.1. Estrutura com um entreferro	33
2.3.2. Estrutura com duplo entreferro e estator interno	34
2.3.3. Estrutura com duplo entreferro e rotor interno	38
2.3.4. Estruturas rotóricas	39
2.3.5. Estruturas estatóricas	41

2.4. Materiais Magnéticos Permanentes	43
2.4.1. Propriedades básicas do magnetismo permanente	43
2.4.1.1. Magnetização e ciclo histerético	44
2.4.1.2. Energia nos processos de magnetização e desmagnetização	47
2.4.2. Evolução histórica dos materiais magnéticos	50
2.4.3. Materiais magnéticos permanentes de terras raras	52
2.5. Materiais Magnéticos Macios	56
2.6. Resumo.....	62
Referências.....	63
CAPÍTULO 3	69
3. Fundamentos da Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	71
3.1. Introdução	71
3.2. Princípios Electromagnéticos Fundamentais	72
3.2.1. Princípio da produção de binário	74
3.2.2. Fluxo magnético e força electromotriz	77
3.2.3. Potência e binário electromagnéticos	77
3.3. Modos de Funcionamento	78
3.3.1. Análise comparativa entre os modos de funcionamento sinusoidal e quadrilateral	83
3.4. Equações de Dimensionamento Básicas	88
3.4.1. Razão de diâmetros	89
3.4.2. Diâmetro externo	91
3.4.3. Dimensões axiais	94
3.5. Análise Comparativa entre as Máquinas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial e Radial	97
3.6. Resumo.....	101
Referências	103
CAPÍTULO 4	105
4. Projecto Analítico da Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	107
4.1. Introdução	107
4.2. Modelo da Máquina de IPFA	108
4.3. Projecto Magnético	109
4.3.1. Funcionamento dinâmico dos ímanes permanentes	110

4.3.1.1.	Variação da temperatura de funcionamento	111
4.3.1.2.	Variação da linha de carga do circuito magnético	113
4.3.1.3.	Modelo dos ímanes permanentes	115
4.3.2.	Intensidade de corrente máxima admissível não desmagnetizante dos ímanes permanentes	116
4.3.3.	Rede de relutâncias	119
4.3.3.1.	Fluxo de fugas dos ímanes permanentes	122
4.3.3.2.	Fluxo de fugas do entreferro	125
4.4.	Projecto Eléctrico	127
4.4.1.	Dimensionamento dos materiais activos do estator	128
4.4.2.	Enrolamentos	132
4.4.2.1.	Enrolamentos imbricados concentrados	133
4.4.2.2.	Enrolamentos concentrados fraccionários	135
4.4.3.	Cálculo da resistência por fase	137
4.4.4.	Cálculo das indutâncias síncronas	139
4.4.4.1.	Indutâncias de magnetização	140
4.4.4.2.	Indutância de fugas do estator	143
4.4.4.3.	Indutância mútua entre os estatores	144
4.5.	Resumo	145
	Referências	147
	CAPÍTULO 5	149
5.	Perdas e Transferência de Calor	151
5.1.	Introdução	151
5.2.	Perdas Joule	152
5.3.	Perdas no Ferro	152
5.3.1.	Modelo parcelar das perdas no ferro	154
5.3.2.	Modelo de Steinmetz modificado	156
5.3.3.	Variação das perdas no ferro com a temperatura	161
5.4.	Perdas Suplementares	162
5.5.	Perdas Mecânicas	163
5.6.	Perdas por Correntes de Foucault nos Ímanes Permanentes e na Estrutura do Rotor	164
5.7.	Modelo Térmico	166

5.7.1. Transferência de calor	167
5.7.1.1. Condução	167
5.7.1.2. Convecção	169
5.7.1.3. Radiação	171
5.7.2. Rede de resistências térmicas	173
5.8. Resumo	180
Referências	182
CAPÍTULO 6	185
6. Projecto Assistido pelo Método dos Elementos Finitos	187
6.1. Introdução	187
6.2. O método dos Elementos Finitos	188
6.2.1. O método de Galerkin	189
6.2.2. Análise 2D versus análise 3D	191
6.2.3. Condições de fronteira	191
6.2.4. Discretização do domínio e precisão	193
6.3. Indução magnética	195
6.3.1. Indução magnética no entreferro	196
6.3.2. Fluxo de fugas dos ímanes permanentes e do entreferro	197
6.4. Indutâncias	198
6.4.1. Indutâncias síncronas	198
6.4.2. Indutâncias de magnetização	200
6.4.3. Indutância de fugas nas ranhuras	201
6.4.4. Indutância mútua entre os estatores	202
6.4.5. Influência do nível de saturação do ferro do estator	203
6.4.6. Comparação entre os resultados analíticos e os resultados obtidos pelo MEF	205
6.5. Força Electromotriz em Vazio	206
6.6. Binário Electromagnético	208
6.6.1. Binário de ranhura	209
6.6.2. Cálculo dos binários de ranhura e electromagnético	210
6.7. Optimização do Volume de Material Magnético Permanente	215
6.7.1. Fluxo totalizado em função do volume dos ímanes	216
6.7.2. Coeficiente polar optimizado	220

6.8. Resumo	223
Referências	225
CAPÍTULO 7	227
7. Implementação e Experimentação de uma Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	229
7.1. Introdução	229
7.2. Configuração do Protótipo da Máquina de IPFA	229
7.3. Processo Construtivo	231
7.3.1. Rotor	232
7.3.2. Estator	234
7.3.3. Enrolamentos	236
7.4. Experimentação Laboratorial	238
7.4.1. <i>Layout</i> do sistema de experimentação	238
7.4.2. Resultados experimentais	239
7.4.3. Discussão dos resultados	242
7.5. Resumo	245
Referências.....	247
CAPÍTULO 8	249
8. Conclusão	251
8.1. Síntese do Trabalho e Conclusões	251
8.2. Prossecução do Trabalho e Desenvolvimentos Futuros	253
ANEXO A	
Coeficiente de Carter	257
ANEXO B	
Factor de Enrolamento dos Enrolamentos Imbricados	263
ANEXO C	
Parâmetros e Formulação dos Coeficientes Térmicos	269
ANEXO D	
Equações de Maxwell	275

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Sistema de conversão de energia eólica baseado no gerador de indução duplamente alimentado [Figura adaptada de Blaabjerg, <i>et al.</i> (2010)].	8
Figura 1.2: Sistema de conversão de energia eólica baseado no gerador síncrono de ímanes permanentes [Figura adaptada de Blaabjerg, <i>et al.</i> (2010)].	9
Figura 1.3: Sistema de micro conversão de energia eólica, com sistema de protecção passivo [Figura adaptada de Bumby, <i>et al.</i> (2008)].	10
Figura 1.4: Máquina de IPFT com os ímanes dispostos na superfície rotórica [Figura original de Kastinger (2002)].	12
Figura 1.5: Máquina de IPFT com concentração de fluxo [Figura original de Dubois, <i>et al.</i> (2002)].	13
Figura 1.6: Máquina de IPFT com os ímanes dispostos na superfície do rotor e núcleos de ferro do estator para retorno do fluxo [Figura original de Blissenbach, Viorel (2003)].	13
Figura 1.7: Máquina de IPFT com fluxo comutado. (a) Representação tridimensional de um par de pólos. (b) Princípio da comutação de fluxo [Figuras originais de Jianhu, <i>et al.</i> (2009)].	14
Figura 1.8: Máquina de IPFT com o fluxo nos entreferros na direcção axial [Figura original de Mujjadi, <i>et al.</i> (1999)].	14
Figura 1.9: Configuração radial com os ímanes embutidos na estrutura rotórica, com concentração de fluxo. (a) Ímanes dispostos em V. (b) Ímanes com magnetização tangencial ao entreferro.	16
Figura 1.10: Máquina de IPFR multipolar. (a) Estator externo. (b) Rotor externo.	16
Figura 1.11: Secção transversal de um gerador de IPFR sem ferro magnético [Figura original de Spooner, <i>et al.</i> (2005)].	17
Figura 1.12: Secção longitudinal de um gerador IPFR com duplo entreferro, estator interno [Figura original de Mueller e McDonald (2009)].	17
Figura 2.1: Configurações básicas das máquinas de IPFA. (a) Estrutura com um entreferro. (b) Estrutura com duplo entreferro, estator interno. (c) Estrutura com duplo entreferro, rotor interno.	32
Figura 2.2: Estrutura modular da máquina de IPFA, com dois estatores e três discos rotóricos.	33
Figura 2.3: Percursos do fluxo útil para a estrutura com duplo entreferro, estator interno. (a) Topologia Norte-Norte. (b) Topologia Norte-Sul.	34
Figura 2.4: Topologia Norte-Norte para a estrutura com duplo entreferro, estator interno sem ranhuras.	35
Figura 2.5: Estrutura toroidal com ímanes adicionais na parte circunferencial do rotor.	35
Figura 2.6: Máquina de IPFA duplo entreferro, estator interno com os ímanes dispostos em filas de Halbach, com direcções de magnetização a 90°. (a) A indução magnética concentra-se no interior da estrutura. (b) Componentes da indução magnética no espaço do estator.	36
Figura 2.7: Construção de uma máquina de IPFA trifásica, 8 pólos, sem ferro magnético, com os ímanes dispostos em fila de Halbach. (a) Disco rotórico. (b) Enrolamento estatórico. (c) Disco rotórico e enrolamento estatórico. (d) Discos rotóricos e enrolamento estatórico no interior (Gieras, <i>et al.</i> , 2004, p. 191).	37
Figura 2.8: Estrutura com duplo entreferro, estator interno, com os ímanes embutidos nos rotores. (a) Secção transversal de um disco rotórico. (b) Sector axial planificado.	38
Figura 2.9: Percursos do fluxo útil para a estrutura com duplo entreferro, rotor interno. (a) Ímanes na superfície rotórica. (b) Ímanes embutidos no rotor.	38

Figura 2.10: Estrutura polar com redução da reacção do induzido transversal [Figura adaptada de Weh, <i>et al.</i> (1984, p. 1759)].	40
Figura 2.11: Sector radial do rotor com os ímanes na superfície, com um pólo constituído por duas secções (íman permanente e ferro magnético macio), para controlo por enfraquecimento do campo.	41
Figura 2.12: Automação da construção de estatores com ranhuras para máquinas de fluxo axial [Figura original de BrookCrompton (2007), com autorização].	42
Figura 2.13: Ciclos histeréticos normal e intrínseco de um íman permanente ideal [Figura adaptada de Campbell (1994, pp. 14-15)].	45
Figura 2.14: Características de desmagnetização normais e intrínsecas de um íman de NdFeB (N40UH) [Figura adaptada de ChenYang-Engineering (2010)].	46
Figura 2.15: Variação de energia ao longo do ciclo histerético normal [Figura adaptada de Campbell (1994, p. 17)].	48
Figura 2.16: Variação por unidade de volume da energia associada ao campo magnético (a), da energia cinética interna (b) e da energia potencial (c) [Figura adaptada de Campbell (1994, p. 98)].	49
Figura 2.17: Produto energético em função do campo magnético ao longo da característica de desmagnetização.	50
Figura 2.18: Desenvolvimento dos materiais magnéticos permanentes no século XX, em função do produto energético máximo [Figura adaptada de ArnoldMagnetics (2010), com autorização].	52
Figura 2.19: Principais propriedades magnéticas dos materiais magnéticos macios comerciais mais comuns [Figura adaptada de ArnoldMagnetics (2010), com autorização].	57
Figura 2.20: Ciclos histeréticos de uma liga amorfa (Metglas 2605SA1), antes e depois do tratamento termomagnético nas direcções longitudinal e transversal [Figura adaptada de Metglas (2010)].	60
Figura 2.21: Esquema de um material magnético compósito [Figura adaptada de Hultman, Jack (2003, p. 516)].	61
Figura 3.1: Distribuições da indução magnética no entreferro da máquina bipolar equivalente. (a) Distribuição quadrilateral. (b) Distribuição sinusoidal correspondente à componente fundamental.	73
Figura 3.2: Forma de onda quadrilateral e componente fundamental da indução magnética no entreferro ao longo do raio útil da máquina; $\alpha_m = 0,7$.	74
Figura 3.3: Componentes harmónicas da forma de onda da indução magnética; $\alpha_m = 0,7$; $B_{\max h} = B_{\max} 4 / (h\pi) \sin(h\alpha_m\pi/2)$, $h = 1, 3, 5, 7$.	74
Figura 3.4: Princípio de produção de binário numa máquina de fluxo axial. (a) Representação simplificada da máquina de fluxo axial ideal. (b) Superfície elementar ds .	76
Figura 3.5: Formas de onda da corrente da máquina de IPFA. (a) Modo sinusoidal. (b) Modo quadrilateral.	79
Figura 3.6: Diagrama fasorial de uma máquina síncrona anisotrópica (gerador sobreexcitado).	80
Figura 3.7: Formas de onda teóricas da fem induzida e da intensidade de corrente da máquina de IPFA quadrilateral.	81
Figura 3.8: Circuito eléctrico da máquina de IPFA quadrilateral ligada a um conversor electrónico de energia com duas fases activas.	81
Figura 3.9: Fluxos totalizados e fem induzidas numa máquina trifásica no modo de funcionamento quadrilateral.	83
Figura 3.10: Espaço disponível para a disposição dos enrolamentos entre o veio da máquina e o raio interno. (a) Enrolamento a duas camadas com uma ranhura por pólo e por fase. (b) Enrolamento concentrado num estator com $k_D < 0,6$ [Figura original de Parviainen (2005), p. 23].	90

Figura 3.11: Diâmetro externo em função da potência útil e da razão de diâmetros, k_D ; $k_w \eta \cos \varphi = 0,8$; $\varepsilon = 0,9$; $n_r = 300 \text{ min}^{-1}$; $\alpha_m = 2/\pi$; $B_{\max 1} = 1 \text{ T}$; $A_{\max} = 8 \text{ kA/m}$.	93
Figura 3.12: Diâmetro externo em função da potência útil e da velocidade de rotação; $k_w \eta \cos \varphi = 0,8$; $\varepsilon = 0,9$; $k_D = 1/\sqrt{3}$; $\alpha_m = 2/\pi$; $B_{\max 1} = 1 \text{ T}$; $A_{\max} = 8 \text{ kA/m}$.	93
Figura 3.13: Sector axial planificado no diâmetro médio da máquina de IPFA com duplo entreferro e rotor interno.	94
Figura 3.14: Característica de desmagnetização dos ímanes permanentes e linha de carga do circuito magnético.	95
Figura 3.15: Dimensões das máquinas de ímanes permanentes; (a) máquina de IPFA; (b) máquina de IPFR.	99
Figura 3.16: Razão entre as densidades de binário das máquinas de ímanes permanentes de fluxo axial e de fluxo radial; $B_{\max 1}/B_s = 0,67$; $k_D = 0,6$; $k_{mg} = 0,8$.	101
Figura 4.1: Estator de uma máquina de IPFA com uma geometria das ranhuras constante e largura dos dentes variável ao longo do raio útil.	108
Figura 4.2: Formas dos ímanes das máquinas de IPFA. (a) Coeficiente polar constante; (b) e (c) coeficiente polar variável.	109
Figura 4.3: Definição da geometria dos materiais activos nos diferentes planos de computação da máquina de IPFA.	109
Figura 4.4: Variação da indução magnética com a temperatura [Figura adaptada de Campbell (1994), p. 68].	112
Figura 4.5: Funcionamento dinâmico de um íman permanente por variação da linha de carga.	114
Figura 4.6: Modelo equivalente de um íman permanente. (a) Equivalente de Norton. (b) Equivalente de Thévenin.	116
Figura 4.7: Circuito magnético equivalente simplificado da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial.	117
Figura 4.8: Pontos de funcionamento limite correspondentes à não desmagnetização de um íman permanente (a) com uma característica de desmagnetização não linear e (b) com uma característica de desmagnetização linear.	118
Figura 4.9: Rede de relutâncias da máquina ao longo de um passo polar. \mathcal{R}_y é a relutância de um elemento do núcleo do estator, \mathcal{R}_i é a relutância de um dente, \mathcal{R}_s é a relutância da abertura da ranhura, $\mathcal{R}_{g,d(q)}$ é a relutância do entreferro equivalente na direcção polar (interpolar), \mathcal{R}_m é a relutância interna correspondente a meio íman, \mathcal{F}_i é a fmm devida ao enrolamento do estator e \mathcal{F}_{mr} é a fmm devida aos ímanes permanentes em "circuito aberto".	121
Figura 4.10: Permeabilidade relativa em função da indução magnética do ferro laminado M470-50A.	122
Figura 4.11: Distribuição do fluxo magnético e da fmm ao longo do comprimento axial do íman permanente [Figura adaptada de Gieras e Wing (2002), p. 47].	123
Figura 4.12: (a) Fluxo de fugas nos próprios ímanes e fluxo de fugas entre ímanes adjacentes. (b) Rede de relutâncias associada aos ímanes com a inclusão dos percursos dos fluxos de fugas.	123
Figura 4.13: Modelo equivalente de um íman permanente, incluindo os fluxos de fugas. (a) Equivalente de Norton. (b) Equivalente de Thévenin.	124
Figura 4.14: Relutâncias da abertura da ranhura, no percurso do fluxo de fugas do entreferro; (a) relutância mínima; (b) relutância máxima.	126
Figura 4.15: Variação do fluxo de fugas do entreferro em função do coeficiente polar, para as relutâncias mínima e máxima; $w_{ro} = l_{ro} = 0,2 \text{ cm}$; $\Delta r = 0,717 \text{ cm}$; $\mu_r = 300$; $\mathcal{F} = 2008 \text{ A}$ $w_r = \tau_r/2$; $1 < q < 5$.	127
Figura 4.16: Núcleo de ferro laminado na direcção radial.	130
Figura 4.17: Geometria da espira alojada nas ranhuras da máquina de IPFA, com $q = 1$; $\tau_b = 3\tau_r$ é o passo da bobina.	131

Figura 4.18: Tipos de enrolamentos imbricados utilizados nas máquinas de ímanes permanentes; (a) enrolamentos concentrados, $q = 1$; (b) enrolamentos distribuídos, $q = 2$	133
Figura 4.19: (a) Disposição dos enrolamentos imbricados concentrados. (b) Distribuição espacial da fmm devida às componentes fundamentais das intensidades de corrente no estator com $q = 1$; $i_a = I_{\max}$; $i_b = i_c = -I_{\max}/2$	134
Figura 4.20: Componentes harmônicas da forma de onda de onda da fmm de ordem 1 até 11; $\mathcal{F}_{1h} = 3N_f I_{\max} / (hp\pi)$, $h = 1, 5, 7, 11$	135
Figura 4.21: Enrolamentos concentrados fraccionários, $q < 1$, (a) de duas camadas e (b) de uma camada.	136
Figura 4.22: (a) Fluxo de fugas através da ranhura devido às correntes que circulam nos condutores. (b) Variação do campo magnético ao longo do comprimento da ranhura. $J(y)$ é a densidade superficial de corrente; n_c é o número de camadas de condutores na direcção axial da máquina; N_r é o número de condutores por ranhura; i é a intensidade de corrente em cada condutor da ranhura; w_r é a largura da ranhura.	138
Figura 4.23: Formas de onda da indução magnética no entreferro, devidas à componente fundamental da fmm do estator da máquina, com os ímanes dispostos na periferia do rotor de (a) material não magnético e de (b) material magnético [Figura adaptada de Gieras e Wing (2002), pp. 188-189].	140
Figura 5.1: Amplitude dos ciclos histeréticos menores na forma de onda da indução magnética não sinusoidal.	155
Figura 5.2: Formas de onda da indução magnética nos dentes de ferro; (a) $w_{t,eq} = \pi - \gamma_m$, (b) $w_{t,eq} < \pi - \gamma_m$, (c) $w_{t,eq} > \pi - \gamma_m$	159
Figura 5.3: Forma de onda da indução magnética num elemento do núcleo do estator.	160
Figura 5.4: Perdas específicas no ferro laminado M470-50A, sob indução sinusoidal à frequência de 50 Hz.	161
Figura 5.5: Formas de onda da indução magnética devida aos ímanes permanentes ao longo de um passo polar na presença de (a) uma ranhura aberta e de (b) uma ranhura semi-aberta.	165
Figura 5.6: Interface entre a ranhura e o ferro do dente da máquina de IPFA.	168
Figura 5.7: Transferência de calor por condução num volume de controle com geração de energia distribuída e uniforme e condições de fronteira assimétricas.	175
Figura 5.8: Modelo de parâmetros concentrados de um volume de controle com geração de energia distribuída e uniforme.	176
Figura 5.9: (a) Estrutura dos condutores na ranhura. (b) Modelo simplificado com dois materiais homogêneos.	177
Figura 5.10: Rede de resistências térmicas do protótipo da máquina de IPFA (as fontes de corrente que modelam a injeção das perdas na rede, são suprimidas e representadas por setas).	178
Figura 6.1: Secção circunferencial planificada da máquina de IPFA correspondente a um par de pólos e condições de fronteira e de simetria associadas.	192
Figura 6.2: Discretização do domínio através de uma malha com 92864 elementos triangulares, 46709 pontos, 2612 elementos de fronteira e 80 vértices.	194
Figura 6.3: Distribuição da indução magnética no plano médio da máquina, em vazio ($B_r = 1,12$ T).	195
Figura 6.4: Distribuição da indução magnética no plano médio da máquina, em carga ($B_r = 1,12$ T, $i_a = \sqrt{2}2$ A; $i_b = i_c = -\sqrt{2}$ A).	195

Figura 6.5: (a) Forma de onda da indução magnética no entreferro ao longo de um passo polar, no plano médio da máquina em vazio ($B_r = 1,12$ T). (b) Conteúdo harmónico.	196
Figura 6.6: (a) Forma de onda da indução magnética no entreferro ao longo de um passo polar, no plano médio da máquina em carga ($B_r = 1,12$ T, $i_a = \sqrt{2}2$ A; $i_b = i_c = -\sqrt{2}$ A). (b) Conteúdo harmónico.	197
Figura 6.7: Fluxos de fugas dos ímanes permanentes e do entreferro. (a) Fluxo de fugas do entreferro através do percurso de relutância máxima. (b) Fluxo de fugas no entreferro através do percurso de relutância mínima.	197
Figura 6.8: Distribuição das fases nas ranhuras correspondente à fmm máxima coincidente com o eixo d ; o eixo da fase a , a' , coincide com o eixo d , e as intensidades de corrente são $i_a = \sqrt{2}2$ A, $i_b = i_c = -\sqrt{2}$ A.	199
Figura 6.9: Indução magnética de reacção do induzido segundo o eixo d , $i_{\max} = \sqrt{2}2$ A; (a) forma de onda ao longo de um passo polar; (b) conteúdo harmónico.	201
Figura 6.10: Indução magnética de reacção do induzido segundo o eixo q , $i_{\max} = \sqrt{2}2$ A; (a) forma de onda ao longo de um passo polar; (b) conteúdo harmónico.	201
Figura 6.11: (a) Fluxo de fugas nas ranhuras; (b) Vector potencial magnético ao longo da dimensão axial da ranhura. ...	202
Figura 6.12: Distribuição do vector potencial magnético ao longo de um par de pólos na estrutura axial, com os dois estatores; as densidades de corrente no estator superior correspondem a $i_q = \sqrt{2}2$ A e $i_d = 0$ e no estator inferior são nulas.	203
Figura 6.13: Variação da permeabilidade relativa no ferro da máquina com $i_d = \sqrt{2}2$ A e $i_q = 0$, na presença de (a) campo de reacção do induzido e (b) campos indutor ($B_r = 1,12$ T) e de reacção do induzido.	204
Figura 6.14: Variação da permeabilidade relativa no ferro da máquina com $i_q = \sqrt{2}2$ A e $i_d = 0$, na presença de (a) campo de reacção do induzido e (b) campos indutor ($B_r = 1,12$ T) e de reacção do induzido.	204
Figura 6.15: Fluxo totalizado numa fase da máquina em vazio relativamente à posição rotórica (em radianos eléctricos); $B_r = 1,12$ T.	207
Figura 6.16: Fem por fase em vazio ($f = 100$ Hz); (a) forma de onda e componente fundamental; (b) Conteúdo harmónico.	208
Figura 6.17: Superfície infinitesimal do rotor da máquina de IPFA e componentes da indução magnética.	212
Figura 6.18: Energia magnética em vazio ao longo de um passo de ranhura (a aproximação obtida pelos coeficientes de Fourier é representada pela curva SF).	214
Figura 6.19: Binário de ranhura ao longo de um período; (a) formas de onda obtidas pelo método do tensor de tensões de Maxwell (TTM) e pelo método do deslocamento virtual; (b) harmónicos na forma de onda do binário de ranhura (TTM). .	215
Figura 6.20: Bobina da máquina de IPFA, representada, por simplificação, com uma espira.	217
Figura 6.21: Distribuição do produto interno $\mathbf{H}_l/i \cdot \mathbf{B}_r$ na área reservada aos ímanes permanentes, com $\alpha_m = 1$	221
Figura 7.1: Rotor do protótipo, com os rolamentos posicionados no veio; (a) e (b) pormenores da fixação do rotor ao veio.	233
Figura 7.2: Veio do protótipo.	234
Figura 7.3: Processo construtivo dos estatores; (a) peça de ferro compactada; (b) e (c) obtenção das ranhuras.	234

Figura 7.4: Processo de fixação dos estatores à carcaça; (a) tampa e (b) um estator com a furação do sistema de fixação.	235
Figura 7.5: Pormenor do encaixe providenciado na carcaça para ajudar a fixar os estatores.	236
Figura 7.6: Processo de obtenção dos enrolamentos; (a) disposição dos enrolamentos nas ranhuras e (b) fixação e isolamento dos enrolamentos não activos.	237
Figura 7.7: Protótipo da máquina de IPFA; (a) terminais dos enrolamentos; (b) vista segundo a direcção axial.	238
Figura 7.8: <i>Layout</i> do sistema de experimentação do protótipo.	239
Figura 7.9: Valor eficaz da fem induzida em vazio, por fase, em função da frequência.	239
Figura 7.10: (a) Forma de onda da fem induzida em vazio a 100 Hz; (b) valores eficazes das componentes harmónicas.	240
Figura 7.11: Evolução das perdas no ferro e perdas mecânicas com a frequência.	240
Figura 7.12: Tensão simples nos terminais da máquina em função da corrente fornecida, com factor de potência unitário.	241
Figura 7.13: Potência fornecida, com factor de potência unitário.	241
Figura 7.14: Rendimento medido em função da corrente fornecida.	241
Figura 7.15: Evolução das perdas Joule (a) e das perdas no ferro e mecânicas com a carga, a 100 Hz (b) e a 50 Hz (c).	242
Figura 7.16: Indução magnética devida aos ímanes com geometria cilíndrica; (a) distribuição da indução magnética num plano do entreferro da máquina de IPFA; (b) forma de onda da indução magnética ao longo de um passo polar no diâmetro médio da máquina.	243
Figura A.1: Distribuição da indução magnética no entreferro ao longo de um passo de ranhura da máquina, para a largura da abertura da ranhura física, w_{r0} , e para a largura da abertura da ranhura equivalente, $w_{r0,eq}$	260
Figura A.2: Variação do coeficiente de Carter em função das razões entre a largura da ranhura e o comprimento do entreferro, w_{ro}/g , e entre a largura da ranhura e o passo de ranhura, w_{ro}/τ_r	261
Figura B.1: Efeito da distribuição do enrolamento na fem induzida.	265
Figura B.2: Efeito do encurtamento do passo das bobinas na fem induzida.	266
Figura B.3: Inclinação das ranhuras relativamente à direcção polar radial.	267

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1: Designações das máquinas de ímanes permanentes, de acordo com as direcções do fluxo no entreferro e no núcleo do estator.	11
Tabela 2.1: Principais características das classes de ímanes permanentes sinterizados com relevância comercial actual [Tabela adaptada de Trout (2008), com autorização].	56
Tabela 5.1: Designação das resistências da rede de resistências térmicas.	179
Tabela 6.1: Comparação entre as abordagens analítica e numérica no cálculo das indutâncias da máquina de IPFA. Na abordagem analítica, $L_{sd(q)} = L_{md(q)} + L_{\sigma r} + L_{\sigma d}$. $L_{sd(q)}$ indutância síncrona longitudinal (transversal), $L_{md(q)}$ indutância de magnetização longitudinal (transversal), $L_{\sigma r}$ indutância de fugas nas ranhuras, $L_{\sigma d}$ indutância diferencial, M indutância mútua entre os estatores.	205
Tabela 6.2: Fluxo totalizado em vazio por unidade de comprimento radial da máquina de IPFA em função do coeficiente polar ($B_r = 1,06$ T, $i = 2$ A).	223
Tabela 7.1: Parâmetros do protótipo da máquina de IPFA implementado.	231
Tabela 7.2: Propriedades magnéticas dos ímanes permanentes de NdFeB, graduação N30SH.	231
Tabela 7.3: Resultados teóricos e experimentais da sobrelevação da temperatura.	242
Tabela 7.4: Regime nominal do protótipo da máquina de IPFA.	245
Tabela B.1: Factor de distribuição para um enrolamento com $q = 2$	266
Tabela B.2: Factor de passo da bobina para um enrolamento com $\tau_b/\tau = 2/3$	266
Tabela C.1: Propriedades físicas e térmicas de materiais seleccionados, relevantes em máquinas eléctricas. d massa volúmica; σ_{th} condutividade térmica; c_p capacidade específica de calor; μ viscosidade dinâmica; $\nu = \mu/d$ viscosidade cinemática; $\alpha = \sigma_{th}/dc_p$ difusividade térmica; ε_{th} emissividade; $Pr = c_p\mu/\sigma_{th}$ número de Prandtl (Incropera, <i>et al.</i> , 2007; Pyrhönen, <i>et al.</i> , 2008).	271
Tabela C.2: Comprimentos equivalentes de interfaces, l_{eq} , e coeficientes de transferência de calor por contacto, $h_{th,u}$, entre materiais em máquinas eléctricas (Pyrhönen, <i>et al.</i> , 2008).	272
Tabela C.3: Coeficientes médios de transferência de calor por convecção, $h_{th,v}$. Ra número de Rayleigh; g aceleração da gravidade (m/s^2); β coeficiente térmico de expansão volumétrica (K^{-1}); T_f temperatura da película (K); T_s temperatura da superfície (K); T_∞ temperatura quiescente (K); Nu número de Nusselt médio; L comprimento característico (m); Re_D número de Reynolds na periferia do disco; Re número de Reynolds rotacional; ω_r velocidade angular de rotação (rad/s); r_{out} raio externo (m); G razão entre o comprimento do entreferro, g , e o raio externo; as designações das resistências térmicas correspondem às utilizadas em 5.7.2.	272

LISTA DE SÍMBOLOS

a, b, c	fases do sistema trifásico
x, y, z	variáveis do sistema de coordenadas cartesianas
$\mathbf{u}_x, \mathbf{u}_y, \mathbf{u}_z$	versores do sistema de coordenadas cartesianas
A	densidade linear de corrente, A/m; vector potencial magnético, Wb/m
a'	eixo da fase a
B	indução magnética, T
B_r	indução remanente, T
B_s	indução de saturação, T
C_m	parâmetro empírico associado ao modelo de Steinmetz
C_{th}	capacidade de calor, J/K
c	velocidade de uma onda electromagnética num meio material, m/s
c_d	coeficiente de resistência aerodinâmica
c_p	capacidade específica de calor, J/(kg.K)
c_0	velocidade de uma onda electromagnética no vazio, m/s
D	diâmetro, m; domínio; vector deslocamento eléctrico, C/m ²
D_c	diâmetro de um fio condutor incluindo o isolamento, m
$D_{c,u}$	diâmetro de um fio condutor, m
D_r	deslocamento eléctrico residual, C/m ²
d	eixo longitudinal; espessura da chapa de ferro, m; massa volúmica, kg/m ³
d_{ar}	massa volúmica do ar, kg/m ³
E	campo eléctrico, V/m; força electromotriz, V
e	espessura da chapa de ferro incluindo o isolamento, m
F	força de Lorentz, N
\mathcal{F}	força magnetomotriz, A
\mathcal{F}_{mc}	força magnetomotriz coerciva, A

\mathcal{F}_{mci}	força magnetomotriz coerciva intrínseca, A
\mathcal{F}_{mr}	força magnetomotriz em “circuito aberto”, A
f	frequência, Hz; função
f_{wr}	frequência fundamental dos harmónicos de ranhura, Hz
$[\mathcal{F}]$	vector das forças magnetomotrizes, A
G	razão entre o comprimento do entreferro e o raio externo
G_{th}	condutância térmica, W/K
g	aceleração da gravidade, m/s; comprimento físico do entreferro, m
g_C	comprimento do entreferro corrigido pelo coeficiente de Carter, m
$[G_{th}]$	matriz das condutâncias térmicas, W/K
H	campo magnético, A/m
H_c	campo magnético coercivo, A/m
H_{ci}	campo magnético coercivo intrínseco, A/m
h	ordem do harmónico
$h_{th,r}$	coeficiente de transferência de calor por radiação, W/(K.m ²)
$h_{th,u}$	coeficiente de transferência de calor por condução, W/(K.m ²)
$h_{th,v}$	coeficiente de transferência de calor por convecção, W/(K.m ²)
I, i	intensidade de corrente, A
J	densidade de corrente eléctrica, A/m ²
J^e	densidade de corrente eléctrica externa, A/m ²
k_{an}	coeficiente de perdas anómalas
k_C	coeficiente de Carter
k_{cF}	coeficiente de perdas por correntes de Foucault
k_D	razão entre os diâmetros interno e externo da máquina (razão de diâmetros)
k_d	factor de distribuição
k_h	coeficiente de perdas por histerese

k_{hc}	factor de correcção das perdas por histerese
k_M	coeficiente de acoplamento magnético
$k_{mec,a}$	factor das perdas mecânicas por atrito nos rolamentos
k_{mg}	razão entre o comprimento axial dos ímanes e do entreferro e o comprimento axial do núcleo do estator
k_p	factor de encurtamento de passo de uma bobina
k_r	factor de preenchimento da ranhura
k_s	factor de inclinação
k_{sat}	factor de saturação
k_{str}	factor das perdas suplementares
k_w	factor de enrolamento
$k_{\sigma c}$	coeficiente da permeância de fugas dos enrolamentos não activos
$k_{\sigma d}$	coeficiente da permeância diferencial
$k_{\sigma r}$	coeficiente da permeância da ranhura
k_ϕ	factor de correcção do fluxo útil
k_1	razão entre a amplitude da componente fundamental e a amplitude máxima
L	comprimento característico, m; operador diferencial de segunda ordem
L_{md}	indutância de magnetização longitudinal, H
L_{mq}	indutância de magnetização transversal, H
L_{sd}	indutância síncrona longitudinal, H
L_{sq}	indutância síncrona transversal, H
l	comprimento, m
l_c	comprimento médio de uma espira de material condutor, m
l_e	comprimento axial do estator, m
$l_{l,eq}$	espessura equivalente dos materiais isolantes na ranhura, m
l_{ro}	comprimento axial da abertura da ranhura, m

l_s	comprimento da fita do estator, m
L_σ	indutância de fugas do estator, H
$L_{\sigma c}$	indutância de fugas dos enrolamentos não activos, H
$L_{\sigma d}$	indutância diferencial, H
$L_{\sigma r}$	indutância de fugas das ranhuras, H
M	indutância mútua, H; magnetização, A/m
M_s	magnetização de saturação, A/m
m	massa, kg; número de fases;
m_m	momento de um dipolo magnético, A.m ²
m_r	massa do rotor, kg
m_v	massa do veio, kg
N	número de planos de computação
N_f	número de espiras em série por fase
N_r	número de condutores por ranhura
N_u	número de Nusselt
n	velocidade de rotação, min ⁻¹ ; vector unitário perpendicular à fronteira
n_c	número de camadas de condutores numa ranhura na direcção axial
n_p	número de condutores em paralelo por espira da bobina
\mathbb{N}_1	conjunto dos números naturais, excluindo o 0
P	polarização eléctrica, C/m ² ; potência activa, W
P_{an}	perdas anómalas no ferro, W
P_{cF}	perdas por correntes de Foucault, W
P_{elm}	potência electromagnética, W
P_{Fe}	perdas no ferro, W
$P_{Fe,s}$	perdas específicas do ferro, W/kg
P_f	potência fornecida, W

P_h	perdas por histerese, W/kg
P_J	perdas Joule, W
P_m	polarização magnética, T
$P_{mec,a}$	perdas mecânicas por atrito, W
$P_{mec,f}$	perdas mecânicas por fricção, W
Pr	número de Prandtl
P_{str}	perdas suplementares, W
p	número de pares de pólos
p_r	perímetro da ranhura, m
\mathcal{P}	permeância, H
\mathcal{P}_{mm}	permeância de fugas entre ímanes adjacentes, H
\mathcal{P}_{mlk}	permeância de fugas própria do íman, H
$[P]$	vector das potências de perdas injectadas, W
Q	número de ranhuras por estator
Q_{th}	quantidade de calor, J
q	eixo transversal; número de ranhuras por pólo e por fase
R	resistência por fase, Ω
Ra	número de Rayleigh
Re	número de Reynolds rotacional
Re_D	número de Reynolds na periferia do disco em rotação
R_r	resistência térmica de radiação, K/W
R_u	resistência térmica de condução, K/W
R_v	resistência térmica de convecção, K/W
\mathcal{R}_g	relutância, H^{-1}
\mathcal{R}_{mm}	relutância de fugas entre ímanes adjacentes, H^{-1}
\mathcal{R}_{mlk}	relutância de fugas própria do íman, H^{-1}

\mathcal{R}_s	relutância da abertura da ranhura, H^{-1}
r	posição no espaço $r = (x, y, z)$; raio, m
r_u	raio útil do estator, m
r_v	raio do veio, m
r^*	resíduo
$[\mathcal{R}]$	matriz das relutâncias, H^{-1}
S	secção, m^2
S_b	secção da bobina, m^2
$S_{Cu,r}$	secção transversal de cobre por ranhura, m^2
S_c	secção do condutor incluindo o isolamento, m^2
$S_{c,u}$	secção do condutor, m^2
S_{elm}	potência aparente electromagnética, VA
S_i	superfície equivalente dos enrolamentos não activos no raio interno, m^2
S_o	superfície equivalente dos enrolamentos não activos no raio externo, m^2
S'	superfície infinita
T	período, s; temperatura, °C; temperatura absoluta, K
T_{amb}	temperatura ambiente, °C ou K
T_C	temperatura de Curie, °C ou K
T_{cog}	binário de ranhura, N.m
T_{elm}	binário electromagnético, N.m
T_f	temperatura da película, °C ou K
T_s	temperatura da superfície, °C ou K
T_∞	temperatura quiescente, °C ou K
T	tensor de Maxwell de segunda ordem
t	tempo, s
U	tensão (simples), V
V	potencial escalar eléctrico, V; volume, m^3

V_{ext}	volume exterior à máquina, m^3
V_g	volume do material da máquina com permeabilidade aproximadamente igual à do vazio, m^3
V'	volume associado ao espaço infinito, m^3
v	velocidade, m/s
W	energia, J
W_m	energia magnética, J
w	função peso; largura, m
w_{ro}	largura da abertura da ranhura, m
X_{md}	reactância de magnetização longitudinal, Ω
X_{mq}	reactância de magnetização transversal, Ω
X_s	reactância síncrona, Ω
X_{sd}	reactância síncrona longitudinal, Ω
X_{sq}	reactância síncrona transversal, Ω
X_σ	reactância de fugas, Ω
α	ângulo eléctrico, rad ou $^\circ$; difusividade térmica, m^2/s ; parâmetro da equação de Steinmetz
α_m	coeficiente polar
α_s	ângulo de inclinação da ranhura, rad ou $^\circ$
β	coeficiente térmico de expansão volumétrica, K^{-1} ; parâmetro associado às perdas no ferro
γ	ângulo eléctrico entre o centro do pólo (eixo longitudinal d) e o enrolamento da fase, suposta a , do estator, rad ou $^\circ$
γ_m	largura polar, rad, $^\circ$ ou m
δ	ângulo de binário, rad ou $^\circ$
δ_{ij}	delta de Kronecker
δ_l	ângulo de carga, rad ou $^\circ$
ε	erro relativo; espessura do isolamento de um lado da lâmina de ferro, m; permitividade absoluta, F/m; razão entre os valores por fase da tensão nos terminais da máquina e a fem em vazio

ε_r	permitividade relativa
ε_{th}	emissividade
$\varepsilon_{th,r}$	emissividade relativa entre as superfícies emissora e absorvente
ε_0	permitividade do vazio, F/m
η	rendimento
θ	ângulo geométrico, rad ou °; diferença de temperatura, K ou °C
$[\theta]$	vector da sobrelevação da temperatura, K
\mathcal{G}	coeficiente de temperatura da resistividade, °C ⁻¹ ; função escalar ou vectorial
\mathcal{G}_B	coeficiente de temperatura reversível da indução remanente, °C ⁻¹
\mathcal{G}_H	coeficiente de temperatura reversível do campo magnético coercivo intrínseco, °C ⁻¹
\mathcal{G}^*	função de interpolação
κ	razão entre a largura da abertura equivalente e a largura da ranhura
λ	comprimento de onda, m; fluxo totalizado, Wb;
$\lambda_{a,m}$	fluxo totalizado na bonina a devido unicamente ao fluxo indutor, Wb
$\lambda_{a,mI}$	fluxo totalizado na bonina a devido aos fluxos indutor e de reacção do induzido, Wb
μ	permeabilidade absoluta, H/m; viscosidade dinâmica, Pa.s
μ_{ar}	viscosidade dinâmica do ar, Pa.s
μ_r	permeabilidade relativa
$\mu_{r,rec}$	permeabilidade relativa de restabelecimento dos ímanes permanentes
μ_0	permeabilidade do vazio, H/m
ν	viscosidade cinemática, m ² /s
ξ	densidade de binário, N.m/m ³
ρ	densidade volúmica de carga eléctrica, C/m ³ ; resistividade eléctrica, $\Omega \cdot m$
σ	condutividade eléctrica, S/m
σ_{SB}	constante de Stefan-Boltzmann, W/(K ⁴ .m ²)
σ_{th}	condutividade térmica, W/(K.m)
τ	passo polar, rad, ° ou m

τ_b	passo da bobina, rad, ° ou m
τ_r	passo da ranhura, rad, ° ou m
ν	profundidade de penetração num condutor, m
ν_j	função linear
ϕ	fluxo magnético, Wb
$\phi_{m,lk}$	fluxo de fugas do íman permanente, Wb
$\phi_{m,u}$	fluxo magnético útil no entreferro, Wb
$\phi'_{m,u}$	fluxo magnético útil nas superfícies polares, Wb
ϕ_r	fluxo magnético remanente, Wb
ϕ_{th}	fluxo térmico, W
χ_e	susceptibilidade eléctrica
χ_m	susceptibilidade magnética
$[\psi]$	vector dos fluxos magnéticos, Wb
φ	ângulo de fase, rad ou °
Ω	fronteira de um domínio
ω	frequência angular eléctrica, rad/s
ω_r	velocidade angular de rotação, rad/s
∇	operador diferencial

Sufixos

a	ambiente, fase a do sistema trifásico
c	condutores
Cu	cobre
d	longitudinal
e	estator
eq	equivalente
Fe	ferro

<i>f</i>	carcaça
<i>g</i>	entreferro
<i>I</i>	induzido
<i>i</i>	enrolamentos não activos no raio interno
<i>l</i>	isolamento e impregnação das ranhuras
<i>h</i>	ordem do harmónico
in	interno
<i>m</i>	ímanes permanentes
max	máximo
med	médio
min	mínimo
<i>N</i>	nominal
<i>o</i>	enrolamentos não activos no raio externo
out	externo
<i>q</i>	transversal
<i>r</i>	ranhura; disco rotórico de suporte dos ímanes permanentes
<i>t</i>	dentes do estator
<i>y</i>	núcleo do ferro do estator

Sufixos adicionais

(<i>A</i>)	axial
(<i>qd</i>)	quadrilateral
(<i>R</i>)	radial

ABREVIATURAS

AC	Corrente Alternada
DC	Corrente Contínua
EDP	Equação Diferencial Parcial
EWEA	<i>European Wind Energy Association</i>
fem	força electromotriz
fmm	força magnetomotriz
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IPFA	Ímanes Permanentes de Fluxo Axial
IPFR	Ímanes Permanentes de Fluxo Radial
IPFT	Ímanes Permanentes de Fluxo Transversal
MEF	Método dos Elementos Finitos
MDF	<i>Medium Density Fiberboard</i>
N	polo norte
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
Re	Parte real
S	polo sul
SF	Série de Fourier
TTM	Tensor de Tensões de Maxwell
2D	duas dimensões
3D	três dimensões

CAPÍTULO 1
INTRODUÇÃO

ÍNDICE

1.	Introdução.....	3
1.1.	Âmbito e Motivação do Trabalho.....	3
1.2.	Sistemas de Conversão de Energia Eólica.....	4
1.2.1.	Evolução tecnológica dos sistemas eólicos	4
1.2.2.	Micro e mini sistemas eólicos	9
1.2.3.	Geradores de ímanes permanentes	10
1.2.3.1.	Geradores de ímanes permanentes de fluxo transversal	12
1.2.3.2.	Geradores de ímanes permanentes de fluxo radial.....	15
1.2.3.3.	Geradores de ímanes permanentes de fluxo axial	18
1.3.	Objectivos e Contribuições do Trabalho	19
1.4.	Estrutura do Trabalho.....	20
	Referências.....	23

1. INTRODUÇÃO

1.1. ÂMBITO E MOTIVAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho insere-se no âmbito do projecto e modelação de máquinas eléctricas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA) orientadas para aplicações a baixas velocidades, nomeadamente, os sistemas de conversão de energia eólica, como geradores.

O potencial das máquinas de ímanes permanentes está directamente associado a dois vectores de desenvolvimento tecnológico, o primeiro e mais decisivo dos quais está relacionado com a evolução dos materiais magnéticos permanentes baseados em terras raras. Devido à sua elevada eficiência energética, estes materiais permitem uma reconfiguração dos circuitos magnéticos e a utilização de factores de escala nos sistemas de excitação das máquinas eléctricas, permitindo configurações e volumetrias não praticáveis nas soluções convencionais.

O segundo vector decorre da maturação e vulgarização dos sistemas de conversão electrónica de energia, que permitem o desacoplamento da máquina eléctrica da rede, com a consequente eliminação de dispositivos de interface.

Por outro lado e no contexto tecnológico actual, a configuração axial da máquina de ímanes permanentes, se realizada com um número de pólos elevado, apresenta uma densidade de binário superior à sua homóloga radial, o que motiva a sua exploração em aplicações caracterizadas por baixas velocidades de rotação. Acresce ainda o potencial associado à geometria com que podem ser desenhadas, ideal para aplicações em que o comprimento axial da máquina é limitado pelos requisitos da aplicação.

O estado de arte dos geradores eólicos de ímanes permanentes e dos sistemas de conversão de energia eólica demonstram a adequabilidade da máquina de IPFA aos requisitos desta aplicação,

tal como se apresenta na secção seguinte em modo de enquadramento do presente trabalho e justificação dos seus principais objectivos.

1.2. SISTEMAS DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLICA

Os sistemas de conversão de energia eléctrica proveniente de fontes renováveis, são, inquestionavelmente, a principal linha de acção no sector, quer devido à vulnerabilidade do mercado dos combustíveis fósseis, quer devido a uma crescente sensibilização sobre os preceitos ambientais vigentes. A energia eólica registou um crescimento anual médio de 35% nos últimos 20 anos, tendo atingido em 2009, uma capacidade instalada de 158 GW em todo o mundo (Brown, 2011). A EWEA (*European Wind Energy Association*) estabeleceu como meta para o ano de 2030, que 23% do consumo eléctrico tenha como fonte primária a energia eólica, o que indicia uma ainda crescente competitividade tecnológica dos sistemas de conversão desta fonte energética.

1.2.1. Evolução tecnológica dos sistemas eólicos

Desde os finais da década de 90 do século passado, tem-se assistido a uma mudança dos sistemas convencionais, caracterizados por um aproveitamento da energia do vento numa faixa estreita de velocidades do vento – sistemas a velocidade fixa, para os sistemas a velocidade variável.

Os sistemas a velocidade fixa baseiam-se num gerador de indução standardizado, accionado através de uma caixa de velocidades e ligado directamente à rede eléctrica. Independentemente da velocidade do vento, a velocidade de rotação da máquina é, praticamente, imposta pela frequência da rede eléctrica. As vantagens dos sistemas de conversão de energia eólica a velocidade fixa são a sua robustez e a facilidade de exploração, quando ligados a redes eléctricas “fortes”, com garantia de controlo estável da frequência. As desvantagens inerentes à utilização destes sistemas são a baixa eficiência na captação de energia eólica, por utilizarem uma gama de velocidades estreita, e a elevada fadiga dos componentes mecânicos devido às flutuações da velocidade do vento, com repercussões na oscilação da potência eléctrica fornecida. Estes

sistemas requerem geralmente dispositivos de controle de energia reactiva, ligados ao estator da máquina.

Os sistemas de conversão de energia eólica a velocidade variável são projectados para obter um rendimento aerodinâmico máximo numa gama larga de velocidades, adaptando continuamente a velocidade de rotação do gerador à velocidade do vento. Ao contrário dos sistemas a velocidade fixa, os sistemas a velocidade variável mantêm o binário do gerador aproximadamente constante, sendo as variações do vento compensadas pelas variações da velocidade do gerador (Hansen, *et al.*, 2004). Do ponto de vista da turbina eólica, os sistemas a velocidade variável permitem uma redução do ruído e da fadiga mecânica dos elementos do sistema e, ainda, maximizar o rendimento aerodinâmico, com um aumento na captação de energia média anual, atingindo valores 10% superiores (Mutschler, Hoffmann, 2002), o que, em 20 ou 30 anos de vida útil, representam um retorno significativo. Nesta solução, o gerador de indução duplamente alimentado é frequentemente utilizado em sistemas com potência superior a 1,5 MW. A sua utilização pressupõe a ligação à turbina, propriamente dita, através de uma caixa de velocidades que pode ter múltiplas relações, já que, construtiva e funcionalmente, não é viável a utilização de um número elevado de pólos na máquina. O seu estator é ligado directamente à rede, enquanto o rotor, com um enrolamento trifásico bobinado, é ligado à rede através de um conversor electrónico cuja potência é da ordem de 30% da potência nominal da máquina (Blaabjerg, *et al.*, 2010). Esse conversor electrónico permite o controlo do trânsito de potência com a rede e o controlo do ponto de funcionamento do gerador, garantindo-se ajuste de velocidade na gama de aproximadamente $\pm 25\%$ da velocidade síncrona (Bauer, *et al.*, 2000). Para deslizamentos elevados, a energia que seria dissipada por efeito Joule nos enrolamentos do rotor pode ser recuperada para a rede. Além disso, o conversor permite efectuar a compensação do factor de potência e garante uma ligação suave à rede eléctrica.

De acordo com as propostas do mercado, os sistemas a velocidade variável baseados no gerador de indução duplamente alimentado têm obtido um sucesso considerável, com vários fabricantes a

proporem esta solução para sistemas com potências elevadas: Vestas (2011), Gamesa (2011), GE Energy (2011), DeWind (2011), Mitsubishi Power Systems (2011), entre outros.

Como alternativa ao gerador de indução duplamente alimentado, aparece o gerador síncrono, convencional ou de ímanes permanentes, com ou sem caixa de velocidades, este último caso correspondendo a uma terceira tendência dos sistemas de conversão de energia eólica: os sistemas com accionamento directo do gerador.

A máquina síncrona de ímanes permanentes, comparativamente ao gerador de indução duplamente alimentado e, mesmo, à máquina síncrona convencional, apresenta um rendimento superior, por eliminar as perdas Joule no circuito eléctrico do rotor e reduzir as do circuito do estator, bem como uma maior fiabilidade e uma menor manutenção ao eliminar o sistema de anéis e escovas. A banalização dos ímanes permanentes de terras raras, devido à melhoria das suas propriedades e ao abaixamento do seu preço, permite a obtenção de máquinas economicamente competitivas, transferindo para os restantes elementos do sistema aerogerador a viabilidade económica da solução, com destaque para o sistema de controlo de potência já que este terá que ser dimensionado para a potência nominal da máquina. Mas, aqui, também o decréscimo substancial no custo dos componentes electrónicos a que se assistiu ao longo da última década, potencia a sua utilização em larga escala sem onerar excessivamente a solução global.

Como aspecto negativo da solução, refira-se que, embora o gerador de ímanes permanentes apresente rendimentos mais elevados, o processamento de toda a potência convertida através do conversor electrónico agrava as perdas neste, comparativamente à solução baseada no gerador de indução duplamente alimentado (Baroudi, *et al.*, 2007).

Aerogeradores com máquinas síncronas de ímanes permanentes accionadas através de uma caixa de velocidades, com potências iguais ou superiores a 2 MW, são hoje produtos de grandes fabricantes (Vestas (2011), GE Energy (2011), DeWind (2011), WinWind (2011) e Areva (2011)) acentuando a tendência de utilização crescente da máquina por parte dos mesmos, incluindo aqueles que, no passado, haviam baseado os seus produtos exclusivamente no gerador de indução (Vestas e a GE Energy, nomeadamente).

Os sistemas de conversão de energia eólica com accionamento directo, ao dispensarem a caixa de velocidades, eliminam também as perdas na mesma, aumentam a fiabilidade e reduzem a necessidade de manutenção e o ruído, bem como possibilitam relações de potência/peso muito mais favoráveis. Estas vantagens justificam, aliás, a tendência mais geral de eliminação das caixas de velocidades em sistema electromecânicos, conduzindo a que as máquinas eléctricas sejam, hoje e cada vez mais, projectadas para a aplicação específica a que se destinam, afastando-se assim do conceito base de projecto e fabrico estandardizado.

Os geradores eólicos utilizados sob o conceito do accionamento directo são o gerador síncrono excitado electricamente, como proposto pela Enercon (2011), e o gerador síncrono com o sistema de excitação baseado em ímanes permanentes, solução que é adoptada pelos fabricantes stxWindpowerB.V. (2011) e Lagerwey Wind (2011), e.g.. Os geradores são projectados para baixas velocidades e elevados binários, em contraposição aos geradores estandardizados, e, por isso, tendem a ser maiores e mais pesados, com maior volume dos materiais activos, e, também, a terem maiores perdas, especialmente no caso de excitação convencional eléctrica.

A excitação da máquina síncrona baseada em ímanes permanentes ajuda a mitigar aquelas tendências, ao reduzir o volume de material activo e a aumentar o rendimento da máquina, pois elimina as perdas de excitação e de atrito nos contactos anéis escovas, e permite a redução do passo polar, o que, por sua vez, diminui as partes não activas dos enrolamentos e as perdas Joule associadas.

Os sistemas de conversão de energia eólica de potências médias e elevadas, na ordem dos mega watts, sincronizados com a rede eléctrica, não devem comprometer a estabilidade do sistema eléctrico, *i.e.*, devem contribuir activamente para a recuperação das perturbações na rede eléctrica, de forma similar às centrais convencionais, tendo de produzir potência activa e reactiva para a recuperação da tensão e da frequência nominais e cumprir com os critérios da qualidade de energia (Blaabjerg, *et al.*, 2010; Conroy, Watson, 2007; Tremblay, *et al.*, 2006). Nos países com uma elevada penetração de energia eólica tem vindo a ser produzida regulamentação neste

sentido (Altin, *et al.*, 2010), o que motiva uma constante investigação nos sistemas electrónicos de potência, responsáveis pela interface entre o gerador eólico e a rede eléctrica.

Os primeiros sistemas a velocidade variável utilizavam rectificadores e conversores baseados em díodos e tiristores, comutados pela tensão da rede, com uma frequência de comutação baixa e, conseqüentemente, formas de onda com harmónicos a baixas frequências. Nestes casos, o gerador tinha necessariamente que ter capacidade de produção de energia reactiva (gerador síncrono convencional), ou era necessário utilizar baterias de condensadores adicionais. Na década de 90, p.p., ficaram disponíveis os interruptores electrónicos de potência comutados por um sinal de controlo (IGBT, *e.g.*) na gama de potências requeridas pelos sistemas de conversão de energia eólica. Os conversores com estes interruptores electrónicos são capazes de controlar as potências activa e reactiva, independentemente do gerador utilizado, e, devido à elevada frequência de comutação, os harmónicos a baixas frequências são significativamente reduzidos.

Nas Figura 1.1 e Figura 1.2 são apresentados os esquemas de controlo dos sistemas eólicos a velocidade variável para integração na rede eléctrica, baseados no gerador de indução duplamente alimentado e no gerador síncrono de ímãs permanentes directamente accionado, de acordo com as tendências tecnológicas que coexistem actualmente.

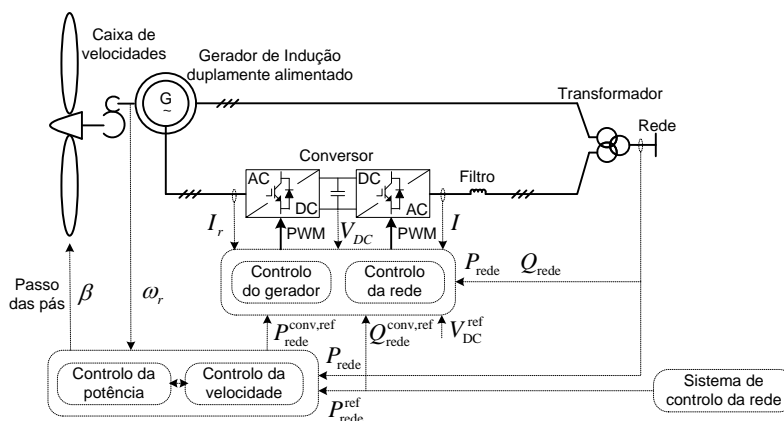


Figura 1.1: Sistema de conversão de energia eólica baseado no gerador de indução duplamente alimentado [Figura adaptada de Blaabjerg, *et al.* (2010)].

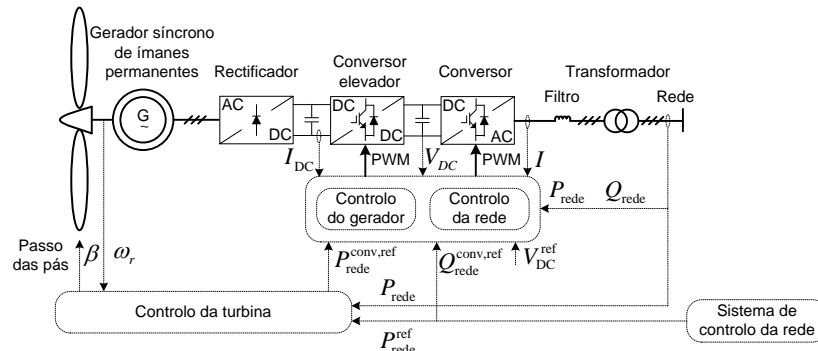


Figura 1.2: Sistema de conversão de energia eólica baseado no gerador síncrono de ímãs permanentes [Figura adaptada de Blaabjerg, *et al.* (2010)].

Não é possível afirmar de forma determinística qual a melhor opção de acordo com critérios económicos e/ou de fiabilidade da solução integral. Os geradores que integram as duas soluções apresentam impactes distintos na fiabilidade e nos custos dos outros elementos, pelo que, os estudos efectuados com os dados disponíveis até à data, não são totalmente conclusivos (Arabian-Hoseynabadi, *et al.*, 2010; Polinder, *et al.*, 2006).

1.2.2. Micro e mini sistemas eólicos

As políticas governamentais de apoio à actividade de produção descentralizada de electricidade em pequena escala, recorrendo a recursos renováveis, têm vindo a incrementar as soluções de micro e mini produção eólica, com potências máximas atribuíveis, no caso da ligação à rede eléctrica de serviço público, de 5,75 kW e 250 kW, respectivamente, de acordo com a legislação portuguesa (Decreto-Lei n.º 363/2007, alterado e republicado pelo Decreto-Lei n.º 118-A/2010, no caso da micro produção, e Decreto-Lei n.º 34/2011, no caso da mini produção).

Os sistemas de conversão de energia eólica fornecem ainda uma alternativa economicamente viável e fiável aos grupos electrogéneos convencionais, para aplicações autónomas ou sistemas isolados em zonas rurais (Byrne, *et al.*, 2007). Neste tipo de aplicações é frequente recorrer a baterias para acumular energia, devido à não simultaneidade entre a produção e o consumo (IEA, 2010).

O sistema de excitação do gerador eólico baseado em ímanes permanentes, devido à baixa potência destas aplicações, não encarece em demasia o sistema de conversão e, pelas vantagens já referidas, favorece a fiabilidade e o rendimento, reduzindo também os requisitos de manutenção.

Nesta gama de potências, as soluções comerciais utilizam geralmente o accionamento directo do gerador, eliminando as desvantagens inerentes à caixa de velocidades (Bergey, 2011; Zephyr, 2011). Ao contrário dos sistemas de potências superiores, o passo das pás é geralmente fixo e são utilizados sistemas de protecção passivos relativamente a rajadas de vento (Driesen, *et al.*, 2005). A ligação à rede é realizada através de um conversor electrónico de potência e as turbinas são exploradas geralmente em malha aberta, embora existam soluções com controlo do passo das pás ou controlo da velocidade do rotor (Colet-Subirachs, *et al.*, 2010; Rodrigo, *et al.*, 2007).

As soluções urbanas dos sistemas de micro produção eólica surgem frequentemente associadas a turbinas de eixo vertical (QuietRevolution, 2011; WePower, 2011), ao contrário das soluções em médias e elevadas potências, em que é predominante a solução de eixo horizontal.

Um esquema típico para os sistemas de micro conversão de energia eólica é apresentado na Figura 1.3.

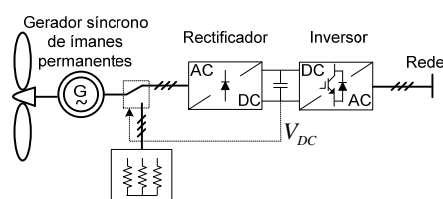


Figura 1.3: Sistema de micro conversão de energia eólica, com sistema de protecção passivo [Figura adaptada de Bumby, *et al.* (2008)].

1.2.3. Geradores de ímanes permanentes

Os geradores com o sistema de excitação baseado em ímanes permanentes são uma alternativa promissora para os sistemas de conversão de energia eólica, quer em médias e elevadas potências, quer em sistemas de baixas potências. Nestes sistemas, a interface com a rede (ou com a carga) é realizada através de um conversor electrónico de potência dimensionado para a

potência nominal do sistema, o qual garante um completo desacoplamento entre o sistema de geração e a rede/carga. Dependendo do grau de penetração do sistema de conversão de energia eólica na rede, o conversor desempenha um papel mais ou menos activo no controlo da qualidade de energia produzida. A eliminação da caixa de velocidades, através da utilização de geradores accionados directamente, é uma solução frequentemente implementada em sistemas de baixa potência e, tendencialmente, a ser utilizada em sistemas de média e elevada potência, pelos requisitos de baixa manutenção e elevada fiabilidade que proporcionam, com especial importância em aplicações em alto mar, *e.g.*.

Nesta secção, são apresentadas as configurações das máquinas de ímanes permanentes e alguns protótipos propostos na literatura, com potencial para os sistemas de conversão de energia eólica, com accionamento directo.

As concepções topológicas possíveis das máquinas de ímanes permanentes são definidas através de duas características básicas:

- orientação do fluxo no entreferro relativamente ao eixo de rotação: radial ou axial;
- orientação do fluxo no núcleo do estator relativamente à direcção do movimento do rotor: transversal ou longitudinal.

As quatro combinações que resultam das características básicas classificativas das máquinas de ímanes permanentes são apresentadas nas secções seguintes, com as designações propostas na Tabela 1.1.

Tabela 1.1: Designações das máquinas de ímanes permanentes, de acordo com as direcções do fluxo no entreferro e no núcleo do estator.

Fluxo no entreferro	Fluxo no núcleo do estator	Designação
Radial	Transversal	Fluxo transversal
Axial	Transversal	
Radial	Longitudinal	Fluxo radial
Axial	Longitudinal	Fluxo axial

1.2.3.1. Geradores de ímanes permanentes de fluxo transversal

A configuração da máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Transversal (IPFT) é caracterizada por uma estrutura complexa, com percursos de fluxo tridimensionais através de múltiplos elementos de ferro macio laminado nas estruturas do estator e do rotor. A utilização de elementos distintos em vez de peças únicas favorece o aumento do fluxo totalizado, o que satisfaz o princípio da ampliação do binário (Dinyu, *et al.*, 1999). A configuração transversal é ainda caracterizada pela utilização de enrolamentos com a forma anular dispostos ao longo do perímetro da máquina e que suportam uma intensidade de corrente que flui na direcção de rotação (Figura 1.4). A obtenção de uma máquina polifásica é conseguida através da utilização de vários módulos, um por cada fase, dispostos na direcção axial.

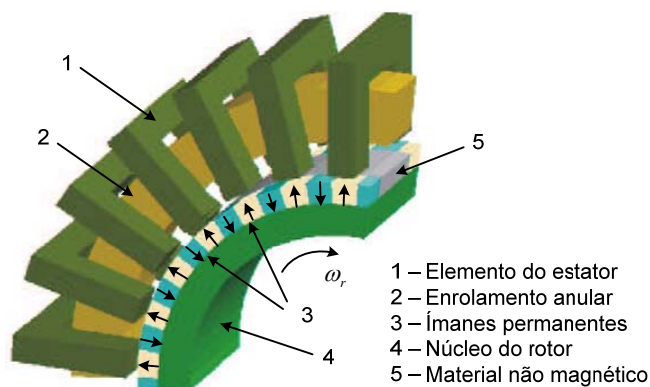


Figura 1.4: Máquina de IPFT com os ímanes dispostos na superfície rotórica [Figura original de Kastinger (2002)].

A configuração transversal da máquina de ímanes permanentes, dedicada a um sistema de conversão de energia eólica com accionamento directo remonta à década de oitenta, p.p., sugerida por Weh, *et al.* (1988). Dubois, *et al.* (2002), propõem uma máquina de fluxo transversal, com um entreferro, estator externo e rotor ranhurado no qual são dispostos os ímanes numa disposição conducente à concentração de fluxo (Figura 1.5).

Uma configuração com os ímanes na superfície do rotor, e com núcleos de ferro no estator para retorno do fluxo na forma de I (Figura 1.6) é proposta por Blissenbach e Viorel (2003) e por Svehkarenko, *et al.* (2009).

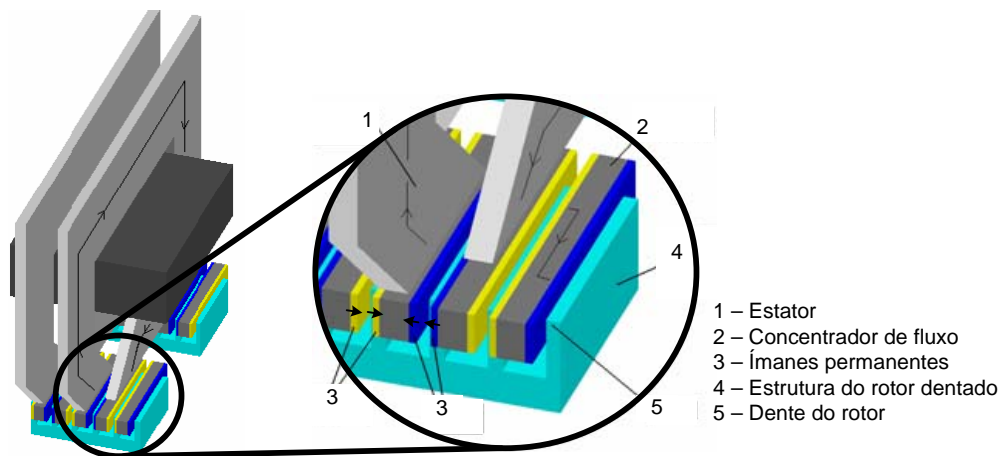


Figura 1.5: Máquina de IPFT com concentração de fluxo [Figura original de Dubois, *et al.* (2002)].

Um trabalho recente de Jianhu, *et al.* (2009), apresenta uma máquina de fluxo transversal em que os ímanes e o enrolamento são dispostos na parte estática da máquina, sendo o rotor composto unicamente por núcleos de ferro magnético com uma disposição tal que o sentido do fluxo totalizado no enrolamento inverte o seu sentido continuamente com o movimento do rotor (Figura 1.7).

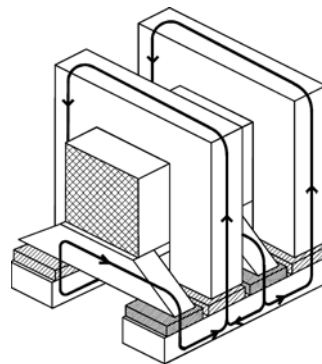


Figura 1.6: Máquina de IPFT com os ímanes dispostos na superfície do rotor e núcleos de ferro do estator para retorno do fluxo [Figura original de Blissenbach, Viorel (2003)].

Em oposição ao fluxo radial no entreferro das máquinas de fluxo transversal apresentadas, uma configuração modular da máquina de IPFT com fluxo axial nos entreferros da máquina, foi proposta por Muljadi, *et al.* (1999), de acordo com a Figura 1.8.

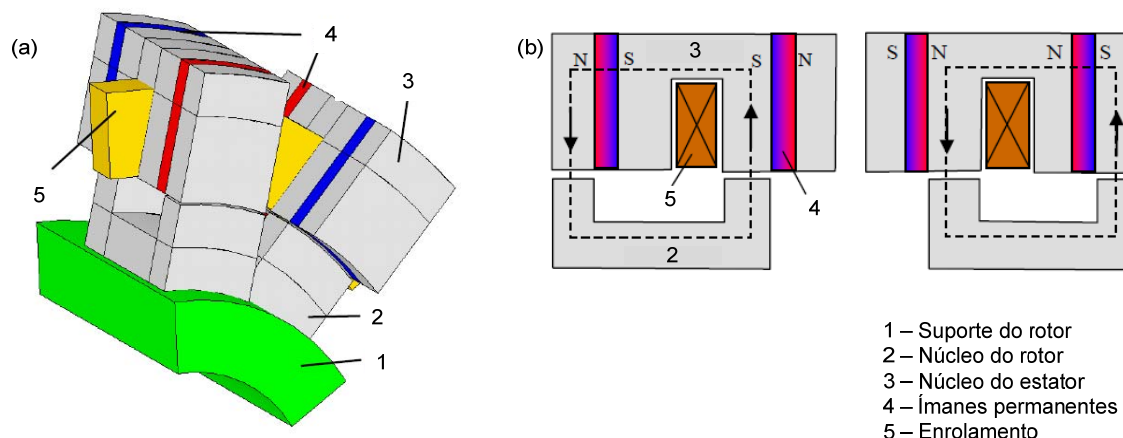


Figura 1.7: Máquina de IPFT com fluxo comutado; (a) representação tridimensional de um par de pólos; (b) princípio da comutação de fluxo [Figuras originais de Jianhu, *et al.* (2009)].

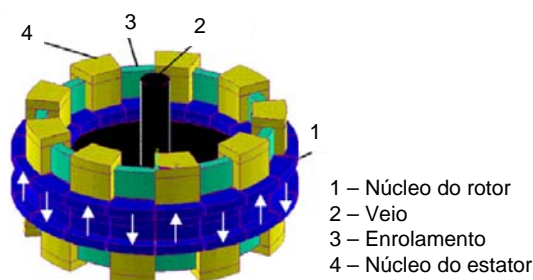


Figura 1.8: Máquina de IPFT com o fluxo nos entreferros na direcção axial [Figura original de Muljadi, *et al.* (1999)].

As máquinas de fluxo transversal apresentam como principal vantagem o facto das dimensões dos circuitos magnético e eléctrico serem independentes, ou seja, o espaço disponível para os enrolamentos é independente do passo polar empregue na máquina, o que permite a utilização de passos polares reduzidos e elevadas densidades de corrente. Em consequência, a densidade de binário da configuração transversal é superior à das máquinas de fluxo longitudinal, onde o espaço disponível para alojar os enrolamentos é dependente do passo polar e uma redução deste conduz a uma redução da densidade linear de corrente. Dubois (2004) defende que a densidade de corrente de uma máquina de ímanes permanentes de fluxo transversal pode atingir valores até dez vezes superiores que a densidade de corrente numa máquina de fluxo longitudinal. De salientar que o aumento da densidade de corrente não se reflecte linearmente na densidade de binário. De forma qualitativa, é possível aferir que uma densidade de corrente elevada acarreta uma reacção do induzido também elevada, com implicações na indução de trabalho dos ímanes,

deslocando o ponto de funcionamento para valores mais próximos da coercividade, a que corresponde uma indução magnética inferior.

Outra vantagem desta configuração é a redução das perdas Joule nos enrolamentos da máquina, devido à ausência de partes dos enrolamentos não activas, inevitáveis nas configurações baseadas no fluxo longitudinal. Em contraposição à simplicidade construtiva dos enrolamentos, dispostos na forma anular, toda a estrutura mecânica da máquina é complexa, com várias dificuldades na sua implementação, como por exemplo, a dependência da posição dos ímanes das tolerâncias mecânicas de outras peças rotóricas e o número de partes individuais a manipular.

Um problema comum a todas as topologias da máquina de IPFT é o baixo factor de potência em regime nominal. Valores típicos encontram-se na gama de 0,35 a 0,53 (Zhao, Chai, 2005) sendo referenciados valores ligeiramente superiores apenas na topologia com concentração de fluxo. O factor de potência destas máquinas é, de forma simplificada, decrescente com o aumento da razão IX_s/E , sendo I a intensidade de corrente numa fase da máquina, X_s a reactância síncrona (admitindo a isotropia magnética associada à disposição dos ímanes na superfície rotórica) e E a força electromotriz (fem) induzida (Harris, *et al.*, 1997). O baixo factor de potência acarreta um aumento de perdas Joule nos enrolamentos, assim como um sobredimensionamento do conversor electrónico de potência, contrariando assim a vantagem associada à elevada densidade de binário desta configuração.

1.2.3.2. Geradores de ímanes permanentes de fluxo radial

Os geradores de Ímanes Permanentes de Fluxo Radial (IPFR) projectados para os sistemas eólicos, com accionamento directo, utilizam geralmente os ímanes dispostos na superfície rotórica. A utilização dos ímanes embutidos no ferro magnético do rotor tem como vantagem a concentração do fluxo no entreferro, o que permite obter induções superiores às induções de remanência dos ímanes. A disposição dos ímanes embutidos de acordo com a Figura 1.9 (a) não é favorável para aplicações com um elevado número de pólos, pois o espaço disponível para os ímanes é reduzido, conduzindo a um elevado fluxo de fugas e à saturação das pontes de ferro

macio; estes efeitos são minorados na disposição dos ímanes embutidos de acordo com a Figura 1.9 (b).

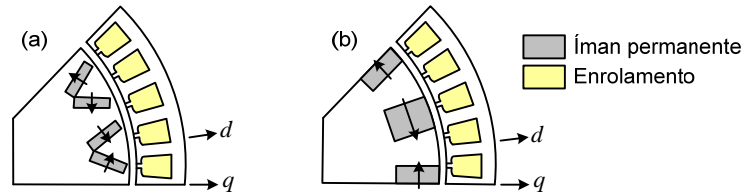


Figura 1.9: Configuração radial com os ímanes embutidos na estrutura rotórica, com concentração de fluxo; (a) ímanes dispostos em V; (b) ímanes com magnetização tangencial ao entreferro.

O gerador de IPFR surge na literatura com duas topologias básicas: estator externo e rotor externo (Figura 1.10). A topologia com o rotor externo, favorece o espaço disponível para acomodar a estrutura multipolar, mas em contrapartida o comportamento térmico da máquina é prejudicado, sendo necessário recorrer a sistemas de arrefecimento forçado para extrair o calor originário nas perdas no estator interno. Na última década, a topologia com o rotor externo é sugerida frequentemente na literatura, em detrimento da topologia com o estator externo, proposta em alguns trabalhos da década de noventa (Chen, Spooner, 1995; Lampola, Perho, 1996; Spooner, Williamson, 1996).

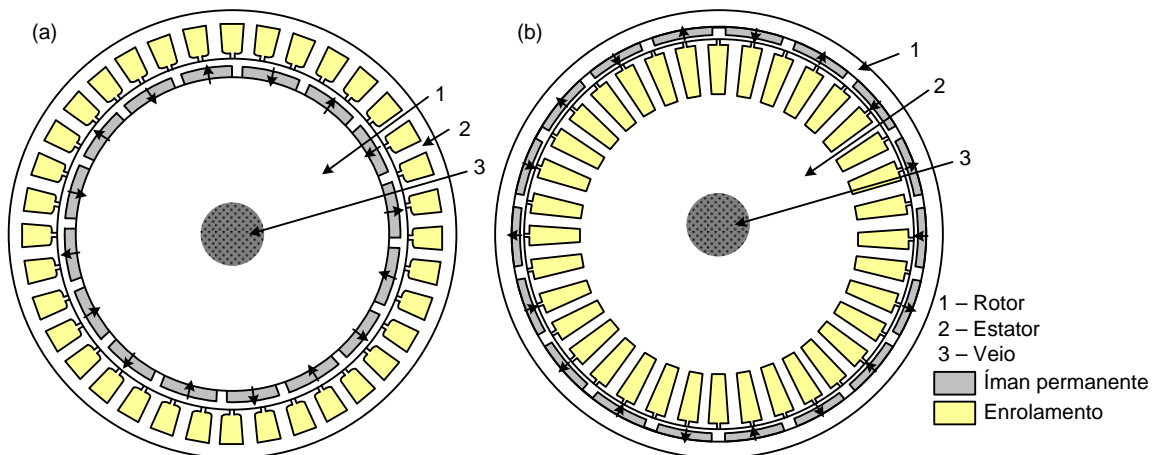


Figura 1.10: Máquina de IPFR multipolar; (a) estator externo; (b) rotor externo.

Spooner, *et al* (2005) propõem uma solução radial com o rotor a ocupar a posição externa e o estator interno, ambos os elementos sem ferro magnético, preconizando uma solução com peso reduzido (Figura 1.11). A indução de trabalho na área dos enrolamentos é baixa, da ordem de 0,25 T, mas os autores argumentam que o factor decisivo é o elevado diâmetro que o gerador

pode atingir, devido à substancial redução do peso da solução final, da ordem de 20 a 30% relativamente a projectos equivalentes baseados em estatores com ferro magnético. O protótipo utiliza 108 pólos e é anunciada uma potência de 11,1 kW.

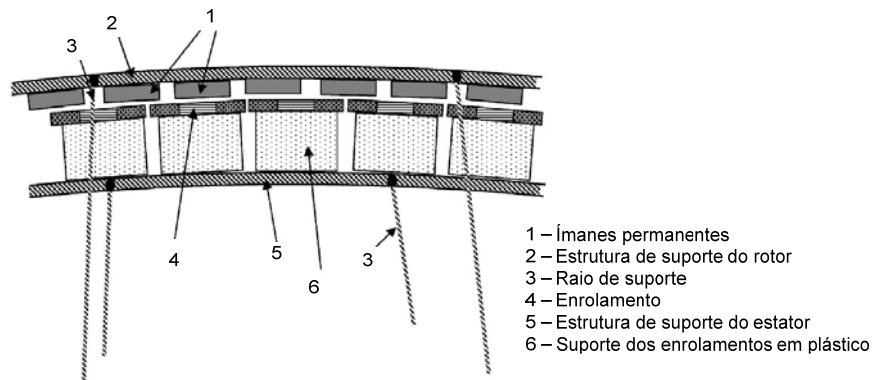


Figura 1.11: Secção transversal de um gerador de IPFR sem ferro magnético [Figura original de Spooner, *et al.* (2005)].

Uma outra proposta de um gerador para accionamento directo utiliza uma estrutura com duplo entreferro, estator interno (Mueller, McDonald, 2009). A inovação proposta pelos autores é a redução do peso dos elementos estruturais, que, nesta solução, só têm que suportar o peso dos materiais activos. O estator não contém material ferromagnético e os enrolamentos são suportados numa estrutura não magnética epóxi. Os ímanes são dispostos numa estrutura em ferro magnético, com a forma exemplificada na Figura 1.12. As forças atractivas entre o rotor e o estator são eliminadas, o que simplifica o processo de montagem. A indução magnética na área dos enrolamentos é 0,56 T, e o protótipo construído é de 20 kW, 100 min⁻¹.

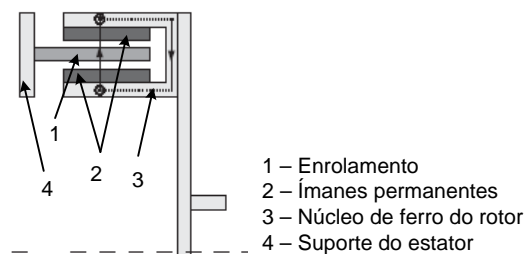


Figura 1.12: Secção longitudinal de um gerador IPFR com duplo entreferro, estator interno [Figura original de Mueller e McDonald (2009)].

A topologia com o rotor externo é também adoptada por Jian, *et al.* (2009), na qual é integrado no espaço interno um gerador de velocidade elevada com uma caixa de velocidades coaxial,

obtendo-se uma solução final complexa, contrariando a simplificação associada ao conceito de accionamento directo.

Outra configuração com o rotor externo é proposta por Liu, *et al.* (2008), numa configuração híbrida com excitação eléctrica (DC) e ímanes permanentes, dispostos num estator interno. Um segundo estator, exterior ao que contém os sistemas de excitação, contém o enrolamento polifásico. Os autores defendem a solução da dupla excitação de forma a permitir uma tensão constante na gama de velocidades variável de accionamento do gerador.

1.2.3.3. Geradores de ímanes permanentes de fluxo axial

A estrutura axial da máquina de ímanes permanentes fornece uma alternativa viável à estrutura radial em aplicações a baixas velocidades. A densidade de binário da máquina de IPFA é superior à da máquina de IPFR em configurações com um número de pólos elevado, pese embora o maior volume de material magnético permanente geralmente associado à configuração axial (Chen, *et al.*, 2005; Sitapati, Krishnan, 2001).

As primeiras propostas do gerador de IPFA para os sistemas de conversão de energia eólica com accionamento directo, surgiram na década de 90, p.p.. Söderlund, *et al.* (1996) e posteriormente Chalmers e Spooner (1999) propuseram a topologia axial com duplo entreferro e estator ferromagnético laminado interno sem ranhuras com um enrolamento toroidal, na gama de potências de 5 a 10 kW.

Um gerador para micro sistemas de conversão de energia eólica de 1 kW a 300 min^{-1} é apresentado por Bumby e Martin (2005). A topologia proposta é de duplo entreferro, estator interno, com enrolamentos concentrados dispostos numa estrutura sem ferro, o que reduz o peso da máquina.

A potencial aplicação de materiais magnéticos macios compósitos nas estruturas estatóricas das máquinas de fluxo axial para sistemas de conversão de energia eólica foi discutida por Chen e Pillay (2005).

A estrutura axial com um entreferro proposta por Parviainen, *et al.* (2005) tem como principal desvantagem o não balanceamento das forças axiais entre o ferro do estator e os ímanes permanentes.

O gerador eólico proposto por Chan e Lai (2007) utiliza a topologia de duplo entreferro, estator interno sem ferro magnético, e uma estrutura rotórica externa em ferro magnético com ímanes permanentes apenas num dos lados, o que resulta numa densidade de potência baixa comparativamente às soluções em que os dois entreferros são utilizados activamente na produção de binário. O peso total dos materiais activos utilizados no protótipo é 3,36 kg e a potência nominal, a 60 Hz, é 230 W.

A estrutura de duplo entreferro, estator interno é ainda proposto por Brisset, *et al.* (2008). O enrolamento do estator é concentrado, com nove fases, igualmente distribuídas no espaço geométrico da máquina, dispostas numa configuração correspondente a três estrelas. A utilização do enrolamento polifásico é motivada pelo aumento da potência, associada ao sistema electrónico de potência, através do estabelecimento em paralelo de três conversores trifásicos modulares convencionais (Vizireanu, *et al.*, 2005).

A estrutura axial, nas suas variantes topológicas e consequências funcionais, são discutidas em detalhe no Capítulo 2.

1.3. OBJECTIVOS E CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

A geometria da máquina de IPFA introduz variáveis de projecto e opções construtivas que dificultam e encarecem o processo de fabrico, condicionando a sua adopção de forma massiva. Em comparação com as máquinas de IPFR, as soluções comerciais de máquinas de IPFA são muito mais raras, sendo óbvio que os procedimentos para o seu projecto e fabrico estão ainda em desenvolvimento. O projecto de uma máquina eléctrica é, pela complexidade e interdependência de fenómenos electromagnéticos, térmicos e mecânicos, um processo recursivo complexo.

É neste contexto e com o enquadramento dado nas secções anteriores que se estabeleceram os dois principais objectivos que se pretendem alcançar com a realização do presente trabalho:

1. Desenvolvimento de uma rotina de projecto da máquina de IPFA que integre as particularidades geométricas da configuração axial e reflecta as interacções electromagnéticas e térmicas, e contribua para a definição de ferramentas de projecto mais eficazes e para o desenho de máquinas de IPFA melhoradas.
2. Construção de um protótipo de uma máquina de IPFA, com variáveis de projecto orientadas para o funcionamento da máquina como gerador eólico directamente accionado, avaliando a exequibilidade da configuração axial para aplicações de baixa velocidade.

As contribuições científicas que se desejam reunidas neste trabalho são sumariadas nos seguintes moldes:

- estudo comparativo entre as densidades de binário das configurações axial e radial em função do número de pólos da máquina;
- estudo e síntese da integração dos materiais magnéticos permanentes nas máquinas eléctricas de fluxo axial, considerando os efeitos da temperatura e da reacção do induzido desmagnetizante;
- adaptação de metodologias de projecto clássicas à configuração axial da máquina de ímanes permanentes de duplo entreferro, rotor interno, e esclarecimento do domínio de validade das mesmas através do recurso à simulação pelo Método dos Elementos Finitos (MEF) e da experimentação laboratorial do protótipo desenvolvido;
- inclusão do comportamento térmico na rotina de projecto da máquina de IPFA.

1.4. ESTRUTURA DO TRABALHO

Para além desta introdução, onde se caracteriza o estado de arte dos sistemas de conversão de energia eólica e os geradores de ímanes permanentes, se enquadram e justificam as motivações

e se fixam os objectivos do trabalho, o corpo da dissertação está organizado em capítulos cujos conteúdos são apresentados, sumariamente, nesta secção.

No capítulo dois é apresentado o estado de arte da máquina de IPFA, caracterizando as suas variantes construtivas e principais consequências funcionais. Cumulativamente, é apresentada uma sinopse dos materiais magnéticos permanentes de terras raras e macios, atendendo a que a evolução das máquinas eléctricas, nos seus aspectos construtivos e funcionais, é, em parte, ditada pelo desenvolvimento daqueles mesmos materiais.

O terceiro capítulo apresenta os fundamentos da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial, descrevendo o princípio do funcionamento electromagnético e os modos de funcionamento sinusoidal e quadrilateral. São ainda derivadas as equações dimensionais do projecto preliminar da máquina, que fornecem a teoria subjacente a uma análise comparativa, em função das densidades de binário, entre as máquinas de ímanes permanentes de fluxo axial e radial.

O quarto capítulo é dedicado ao projecto da máquina de IPFA, utilizando ferramentas analíticas. É analisado o funcionamento dinâmico dos ímanes permanentes, imposto pela variação da temperatura de funcionamento e da linha de carga do circuito magnético. O projecto magnético da estrutura de duplo entreferro, rotor interno, é analisada através de uma rede de relutâncias variáveis com o nível de saturação do ferro da máquina e incorporando a modelação dos fluxos de fugas dos ímanes e do entreferro. O dimensionamento dos materiais activos do estator resulta da interacção entre os resultados do projecto magnético e do projecto eléctrico, estabelecendo, este último, o dimensionamento dos enrolamentos e a estimação dos parâmetros eléctricos associados.

No quinto capítulo são caracterizadas as perdas na máquina de IPFA e é proposto um modelo analítico para a previsão do seu comportamento térmico em regime permanente, utilizando uma rede de resistências térmicas. A relação recursiva entre as perdas e o gradiente da temperatura da máquina é iterada com o projecto electromagnético até que a sobrelevação da temperatura seja admissível do ponto de vista dos materiais isolantes a utilizar na máquina.

Definido o projecto electromagnético da máquina de IPFA com base na teoria descrita nos capítulos anteriores, reúnem-se condições para um projecto complementar, assistido pelo Método dos Elementos Finitos (MEF). Esta ferramenta de análise, embora não substitua a macro perspectiva do projecto analítico, faculta meios para uma análise electromagnética detalhada e o ajuste de variáveis de projecto, em função de características específicas que se pretendam obter. O recurso ao MEF é explorado no capítulo seis, através de uma análise bidimensional da máquina de IPFA. O cálculo dos binários de ranhura e electromagnético é introduzido através do método do tensor de tensões de Maxwell. É ainda explorada a optimização do volume de material magnético permanente em função do fluxo totalizado em vazio, o que permite propor coeficientes polares eficientes para as máquinas de ímanes permanentes.

O capítulo sete apresenta o processo construtivo e a experimentação laboratorial do protótipo construído, o que permite aferir o domínio de validade das metodologias de projecto propostas nos capítulos anteriores.

Finalmente, no capítulo oito, são apresentadas as principais conclusões do trabalho realizado e sugeridas linhas de investigação futuras.

REFERÊNCIAS

- Altin, M., *et al.*; 2010. Overview of Recent Grid Codes for Wind Power Integration. In *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM 2010)*. Brasov, Romania, 20-22 May, 2010. pp. 1152-1160.
- Arabian-Hoseynabadi, H.; Tavner, P. J.; Oraee, H.; 2010. Reliability Comparison of Direct Drive and Geared Drive Wind Turbine Concepts. *Wind Energy, Wiley Online Library*. Vol. 13, n.º 1. pp. 62-73.
- Areva; 2011. Areva Wind M5000. <http://www.areva-wind.com/> (Cited June, 2011).
- Baroudi, J. A.; Dinavahi, V.; Knight, A. M.; 2007. A Review of Power Converter Topologies for Wind Generators. *Renewable Energy, Elsevier*. Vol. 32, n.º 14. pp. 2369-2385.
- Bauer, P., *et al.*; 2000. Evaluation of Electrical Systems for Offshore Windfarms. In *IEEE Industry Applications Conference*. 8 - 12 October, 2000. Vol. 3, pp. 1416-1423.
- Bergey; 2011. Bergey Wind Power. http://www.bergey.com/pages/products__prices (Cited June, 2011).
- Blaabjerg, F., *et al.*; 2010. Trends in Power Electronics and Control of Renewable Energy Systems. In *14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2010)*. Ohrid, Republic of Macedonia, 6-8 September, 2010. pp. k1-k19.
- Blissenbach, R.; Viorel, I.-A.; 2003. On the Single-Sided Transverse Flux Machine Design. *Electric Power Components and Systems, Taylor & Francis, Inc*. Vol. 31. pp. 109-128.
- Brisset, S.; Vizireanu, D.; Brochet, P.; 2008. Design and Optimization of a Nine-Phase Axial-Flux PM Synchronous Generator With Concentrated Winding for Direct-Drive Wind Turbine. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 44, n.º 3 (May/June, 2008). pp. 707-715.
- Brown, L.R.; 2011. World on the Edge: How to prevent Environmental and Economic Collapse (Chapter 9). W. W. Norton & Company. Available from <http://www.earth-policy.org/books/wote>.
- Bumby, J. R.; Martin, R.; 2005. Axial-Flux Permanent-Magnet Air-Cored Generator for Small-Scale Wind Turbines. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*. Vol. 152, n.º 5 (September, 2005). pp. 1065-1075.
- Bumby, J. R., *et al.*; 2008. A Permanent Magnet Generator for Small Scale Wind and Water Turbines. In *18th International Conference on Electrical Machines (ICEM 2008)*. Vilamoura, Portugal, 6-9 September, 2008. pp. 1-6.
- Byrne, J., *et al.*; 2007. Evaluating the Potential of Small-Scale Renewable Energy Options to Meet Rural Livelihoods Needs: A GIS- and Lifecycle Cost-Based Assessment of Western China's Options. *Energy Policy*. Vol. 35, n.º 8. pp. 4391-4401.
- Chalmers, B. J.; Spooner, E.; 1999. An Axial-Flux Permanent-Magnet Generator for a Gearless Wind Energy System. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 14, n.º 2 (June, 1999). pp. 251-257.
- Chan, T. F.; Lai, L. L.; 2007. An Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator for a Direct-Coupled Wind-Turbine System. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 22, n.º 1 (March, 2007). pp. 86-94.

Chen, Y.; Pillay, P.; 2005. Axial-Flux PM Wind Generator with a Soft Magnetic Composite Core. In *IEEE Industry Applications Conference, 40th IAS Annual Meeting*. 2-6 October, 2005. Vol. 1, pp. 231-237.

Chen, Y.; Pillay, P.; Khan, A.; 2005. PM Wind Generator Topologies. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 41, n.º 6 (November/December, 2005). pp. 1619-1626.

Chen, Z.; Spooner, E.; 1995. A Modular, Permanent-Magnet Generator for Variable Speed Wind Turbines. In *7th International Conference on Electrical Machines and Drives*. Durham, UK, 11-13 September, 1995. pp. 453-457.

Colet-Subirachs, A., *et al.*; 2010. Electromechanical Modelling and Control of a Micro-Wind Generation System for Isolated Low Power DC Micro Grids. *EPE Journal*. Vol. 20, n.º 2 (June, 2010). pp. 42-48.

Conroy, J. F.; Watson, R.; 2007. Low-Voltage Ride-Through of a Full Converter Wind Turbine with Permanent Magnet Generator. *Renewable Power Generation, IET*. Vol. 1, n.º 3. pp. 182-189.

DeWind; 2011. DeWind - Product Summary. <http://www.dewindco.com/eng/product/summary.asp> (Cited June, 2011).

Dinyu, Q.; Ronghai, Q.; Lipo, T. A.; 1999. A Novel Electric Machine Employing Torque Magnification and Flux Concentration Effects. In *IEEE 34th Industry Applications Conference Annual Meeting*. Phoenix, USA, 03-07 October, 1999. Vol. 1, pp. 132-139.

Driesen, J., *et al.*; 2005. Small Wind Turbines in the Built Environment: Opportunities and Grid-Connection Issues. In *IEEE Power Engineering Society General Meeting*. 12-16 June, 2005. Vol. 2, pp. 1948-1949.

Dubois, M. R., "Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines", PhD, in Delft University, 2004. p. 239.

Dubois, M. R.; Polinder, H.; Ferreira, J. A.; 2002. Transverse-Flux Permanent Magnet (TFPM) Machine with Toothed Rotor. In *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2002)*. 4-7 June, 2002. pp. 309-314.

Enercon; 2011. Enercon - Technology. <http://www.enercon.de/en-en/21.htm> (Cited June, 2011).

Gamesa; 2011. Gamesa - Aerogeneradores. <http://www.gamesa.es/es/productos-servicios/aerogeneradores/> (Cited June, 2011).

GE_Energy; 2011. Wind Turbines. http://www.ge-energy.com/products_and_services/products/wind_turbines/ (Cited June, 2011).

Hansen, A. D., *et al.*; 2004. Review of Contemporary Wind Turbine Concepts and their Market Penetration. *Wind Engineering*. Vol. 28, n.º 3. pp. 247-263.

Harris, M. R.; Pajoman, G. H.; Sharkh, S. M.; 1997. The Problem of Power Factor in VRPM (Transverse-Flux) Machines. In *8th International Conference on Electrical Machines and Drives*. pp. 386-390.

IEA; 2010. World Energy Outlook 2010. International Energy Agency. p. 586.

- Jian, L.; Chau, K. T.; Jiang, J. Z.; 2009. A Magnetic-Geared Outer-Rotor Permanent-Magnet Brushless Machine for Wind Power Generation. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 45, n.º 3 (May/June, 2009). pp. 954-962.
- Jianhu, Yan, *et al.*; 2009. Magnetic Field Analysis of a Novel Flux Switching Transverse Flux Permanent Magnet Wind Generator with 3-D FEM. In *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2009)*. Taipei, Taiwan, 2-5 November, 2009. pp. 332-335.
- Kastinger, G.; 2002. Design of a Novel Transverse Flux Machine. In *International Conference on Electrical Machines (ICEM 2002)*. Belgium, on CD-ROM.
- Lagerwey; 2011. Lagerwey Wind. <http://www.lagerweywind.nl/> (Cited June, 2011).
- Lampola, P.; Perho, J.; 1996. Electromagnetic Analysis of a Low-Speed Permanent-Magnet Wind Generator. In *Internacional Conference on Opportunities and Advances in International Electric Power Generation*. 18-20 March, 1996. pp. 55-58.
- Liu, C., *et al.*; 2008. Design of a New Outer-Rotor Permanent Magnet Hybrid Machine for Wind Power Generation. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 44, n.º 6 (June, 2008). pp. 1494-1497.
- Mitsubishi; 2011. Mitsubishi Power Systems - Wind Turbines. http://www.mpshq.com/products/wind_turbines/index.html (Cited June, 2011).
- Mueller, M. A.; McDonald, A. S.; 2009. A Lightweight Low Speed Permanent Magnet Electrical Generator for Direct Drive Wind Turbines. *Wind Energy, Wiley Online Library*. Vol. 12, n.º 8 (June, 2009). pp. 768-780.
- Muljadi, E.; Butterfield, C. P.; Yih-Huie, W.; 1999. Axial-Flux Modular Permanent-Magnet Generator with a Toroidal Winding for Wind-Turbine Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 35, n.º 4 (July/August, 1999). pp. 831-836.
- Mutschler, P.; Hoffmann, R.; 2002. Comparison of Wind Turbines Regarding their Energy Generation. In *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference (PESC 2002)*. Queensland, Australia, 23-27 June, 2002. Vol. 1, pp. 6-11.
- Parviainen, A.; Pyrhönen, J.; Kontkanen, P.; 2005. Axial Flux Permanent Magnet Generator with Concentrated Winding for Small Wind Power Applications. In *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, IEMDC'05*. 15-18 May, 2005. pp. 1187-1191.
- Polinder, H., *et al.*; 2006. Comparison of Direct-Drive and Geared Generator Concepts for Wind Turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 21, n.º 3 (September, 2006). pp. 725-733.
- QuietRevolution; 2011. <http://www.quietrevolution.com/qr5-turbine.htm> (Cited June, 2011).
- Rodrigo, F. M., *et al.*; 2007. Analysis of the Efficiency Improvement in Small Wind Turbines when Speed Is Controlled. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2007)*. 4-7 June, 2007. pp. 437-442.
- Sitapati, K.; Krishnan, R.; 2001. Performance Comparisons of Radial and Axial Field, Permanent-Magnet, Brushless Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 37, n.º 5 (September/October, 2001). pp. 1219-1226.
- Söderlund, L., *et al.*; 1996. A Permanent-Magnet Generator for Wind Power Applications. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 32, n.º 4 (July, 1996). pp. 2389-2392.

Spooner, E., *et al.*; 2005. Lightweight Ironless-Stator PM Generators for Direct-Drive Wind Turbines. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*. Vol. 152, n.º 1 (January, 2005). pp. 17-26.

Spooner, E.; Williamson, A.; 1996. Modular, Permanent-Magnet Wind-Turbine Generators. In *IEEE Industry Applications Conference, 31st IAS Annual Meeting*. 6-10 October, 1996. Vol. 1, pp. 497-502.

stxWindpowerB.V.; 2011. stxWindpowerB.V. - Products. <http://www.stxwind.com/nl/products/7-products> (Cited June, 2011).

SvechKarenko, D.; Soulard, J.; Sadarangani, C.; 2009. Performance Evaluation of a Novel Transverse Flux Generator with 3D Finite Element Analysis. In *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2009)*. Tokyo, Japan, 15-18 Nov. 2009. pp. 1-6.

Tremblay, E., *et al.*; 2006. Study of Grid-Side Converter Control for Grid-Connected DFIG Wind Turbines under Unbalanced Load Condition. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2006)*. Montreal, Canada, 9-13 July, 2006. Vol. 2, pp. 1619-1624.

Vestas; 2011. Vestas - Turbine Overview. <http://www.vestas.com/en/wind-power-plants/procurement/turbine-overview.aspx#/vestas-univers> (Cited June, 2011).

Vizireanu, D., *et al.*; 2005. Polyphased Modular Direct-Drive Wind Turbine Generator. In *11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2005)*. Dresden, Germany, EPE Association, on CD-ROM.

Weh, H.; Hoffman, H.; Poschadel, J.; 1988. Direct-Driven Permanent-Magnet Excited Synchronous Generator for Variable Speed Operation. In *European Wind Energy Conference*. Herning, Denmark, pp. 566-572.

WePower; 2011. WePower Sustainable Energy Solutions. <http://www.wepower.us/products/falcon/index.html> (Cited June, 2011).

WinWind; 2011. <http://www.winwind.com/> (Cited June, 2011).

Zephyr; 2011. AirDolphin. <http://www.zephyreco.co.jp/en/products/product/air-dolphin/specification.html> (Cited June, 2011).

Zhao, Yu; Chai, Jianyun; 2005. Power Factor Analysis of Transverse Flux Permanent Machines. In *8th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2005)*. Nanjing, China, 27-29 September, 2005. Vol. 1, pp. 450-459.

CAPÍTULO 2

ESTADO DE ARTE DA MÁQUINA DE ÍMANES

PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

ÍNDICE

2.	Estado de Arte da Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial.....	29
2.1.	Introdução.....	29
2.2.	Desenvolvimento das Máquinas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	29
2.3.	Configurações e Variantes Construtivas da Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	31
2.3.1.	Estrutura com um entreferro.....	33
2.3.2.	Estrutura com duplo entreferro e estator interno.....	34
2.3.3.	Estrutura com duplo entreferro e rotor interno	38
2.3.4.	Estruturas rotóricas.....	39
2.3.5.	Estruturas estáticas	41
2.4.	Materiais Magnéticos Permanentes	43
2.4.1.	Propriedades básicas do magnetismo permanente	43
2.4.1.1.	Magnetização e ciclo histerético	44
2.4.1.2.	Energia nos processos de magnetização e desmagnetização.....	47
2.4.2.	Evolução histórica dos materiais magnéticos.....	50
2.4.3.	Materiais magnéticos permanentes de terras raras	52
2.5.	Materiais Magnéticos Macios	56
2.6.	Resumo	62
	Referências.....	63

2. ESTADO DE ARTE DA MÁQUINA DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

2.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo sumariza o desenvolvimento da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial e apresenta os aspectos construtivos que a caracterizam, tipificados nas suas variantes. Para cada uma dessas variantes são apresentadas as diferentes topologias e as principais consequências funcionais. A evolução das máquinas eléctricas nos seus aspectos construtivos é em parte ditada pela evolução dos materiais activos, sendo aqui destacada a evolução e a caracterização dos materiais magnéticos duros e macios. Dos materiais magnéticos duros ou permanentes, é dado especial relevo aos ímanes baseados em terras raras, de neodímio ferro e boro (NdFeB). No que concerne aos materiais magnéticos macios, destacam-se os materiais utilizados na gama de baixas frequências, na solução clássica dos aços laminados de ferro e silício, assim como os materiais magnéticos macios compósitos, introduzidos recentemente nesta banda de frequências.

2.2. DESENVOLVIMENTO DAS MÁQUINAS DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

A primeira máquina eléctrica, construída por M. Faraday em 1831, apresentava uma configuração em forma de disco, com o fluxo magnético na direcção axial. A construção em forma de disco também aparece nas patentes de N. Tesla, em 1889. Todavia, após a primeira patente de uma máquina de fluxo radial, em 1837, registada por T. Davenport, esta configuração foi aceite como dominante para as máquinas eléctricas (Gieras, *et al.*, 2004).

As razões que levaram a secundarizar a configuração que conduz a um fluxo axial foram essencialmente dificuldades na montagem e fabrico de estatores laminados, na manutenção de

um entreferro constante em diâmetros consideráveis e nas forças de atracção axiais entre o estator e o rotor.

A partir da década de 80 do século passado, a tecnologia de fluxo axial surgiu novamente com grande potencial em resposta à tendência conceptual dos produtos eléctricos integrados.

De uma forma generalista, qualquer princípio de funcionamento de uma máquina eléctrica de fluxo radial tem correspondência na configuração axial, resultando daí uma viabilidade técnica e económica mais ou menos favorável, dependendo das tecnologias de fabrico envolvidas.

As máquinas de corrente contínua na configuração de fluxo axial são pouco frequentes, pois os requisitos de manutenção e o nível de fiabilidade prevalecem nos mesmos níveis que na configuração radial.

A máquina de indução axial apresenta alguns constrangimentos na implementação dos elementos rotóricos e na inserção dos condutores naqueles, com os materiais activos tradicionais (Kubzdela, Weglinski, 1988). As tecnologias de fabrico e os materiais necessários à implementação da configuração, cumulativamente com o princípio da indução, têm limitado a vulgarização da máquina de indução de fluxo axial. Embora existam soluções comerciais da máquina de indução de fluxo axial, como as propostas pela BrookCrompton (2007), estas estão limitadas a baixas ou médias velocidades, porque a estrutura do rotor torna-se muito frágil a velocidades elevadas.

No que concerne aos sistemas de excitação das máquinas síncronas, muitas das experiências de Barlow, Franklin e Henry, entre outros, que demonstraram as interacções electromagnéticas e estabeleceram as bases para o desenvolvimento das máquinas eléctricas, no início do século XIX, foram realizadas com ímanes permanentes. As características fracas dos aços magnéticos permanentes disponíveis na época inviabilizaram o sucesso comercial das primeiras máquinas eléctricas baseadas em ímanes permanentes e estes foram substituídos por enrolamentos indutores, que constituíram a solução dominante durante grande parte do século XX.

Nas últimas décadas, vários fabricantes introduziram, com sucesso, os ímanes permanentes nas máquinas eléctricas de baixa e média potência. É geralmente aceite que o desenvolvimento

tecnológico dos materiais magnéticos permanentes baseados em terras raras constitui a principal força motriz para a exploração de novas topologias de máquinas eléctricas.

A evolução topológica das máquinas eléctricas é também consequência da maturação dos sistemas de conversão electrónica de energia, que permitem dissociar o projecto da máquina da frequência e da tensão da rede e o orienta para a aplicação em causa (Bolognani, *et al.*, 2004), numa perspectiva de produto eléctrico integrado. O gerador directamente accionado pela turbina, nos sistemas de conversão de energia eólica (Chan, Lai, 2007) ou a solução multi-motor para a tracção eléctrica, em que cada motor é parte integrante das rodas (Chau, *et al.*, 2008), são exemplos da integração das máquinas eléctricas nas aplicações a que se destinam, afastando aquelas dos conceitos estandardizados.

No conceito de produto eléctrico integrado, as máquinas eléctricas são projectadas e optimizadas para eliminar materiais e dispositivos de interface, reduzir os custos e o atravancamento da solução global. Esta concepção não é só uma integração mecânica com poupanças nos componentes intervenientes, peso e custos associados, mas também é uma solução balanceada pelo comportamento térmico ditado pelo ambiente em que se inserem, o que pode permitir um dimensionamento mais favorável da máquina eléctrica, dado que a potência nominal é dependente do sistema de arrefecimento.

Na tendência actual de produtos eléctricos integrados, as máquinas de ímanes permanentes de fluxo axial apresentam-se particularmente interessantes atendendo às geometrias em que são realizáveis e à maior densidade de binário que as caracteriza.

2.3. CONFIGURAÇÕES E VARIANTES CONSTRUTIVAS DA MÁQUINA DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

As máquinas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA) são caracterizadas por uma distribuição do fluxo no entreferro paralelo ao eixo da máquina, em contraposição às máquinas de fluxo radial em que aquele atravessa o entreferro paralelamente ao raio da máquina. A excitação magnética é obtida por ímanes permanentes dispostos na parte rotativa da máquina. As unidades

rotóricas tem uma configuração em forma de disco enquanto as unidades estatóricas, onde são dispostos os enrolamentos, apresentam uma configuração na forma de anel.

O comprimento radial útil da máquina de IPFA, desde o raio interno até ao raio externo do estator, define a parte activa da máquina onde tem lugar a conversão electromecânica de energia. O comprimento axial é dependente da indução magnética nos núcleos de ferro do estator e/ou rotor. À medida que o número de pólos da máquina aumenta, o comprimento radial útil mantém-se mas o comprimento axial pode diminuir, ou seja, o material ferromagnético pode ser totalmente utilizado quer na dimensão radial, quer na dimensão axial, ao contrário do que acontece na máquina de ímanes permanentes de fluxo radial, onde a dimensão radial do núcleo rotórico é imposta pelo diâmetro do entreferro, sem uma utilização efectiva de todo o material ferromagnético aí presente. Assim, o aumento da densidade de potência das máquinas de IPFA relativamente às máquinas de ímanes permanentes de fluxo radial torna-se mais evidente para um elevado número de pólos, associado a aplicações de baixas velocidades, como se demonstrará no Capítulo 3.

Existem três configurações básicas das máquinas de IPFA, atendendo à posição do(s) estator(es) relativamente à(s) do(s) rotor(es). As estruturas básicas são:

- estrutura com um entreferro, Figura 2.1 (a),
- estrutura com duplo entreferro, estator interno, Figura 2.1 (b) e
- estrutura com duplo entreferro, rotor interno, Figura 2.1 (c).

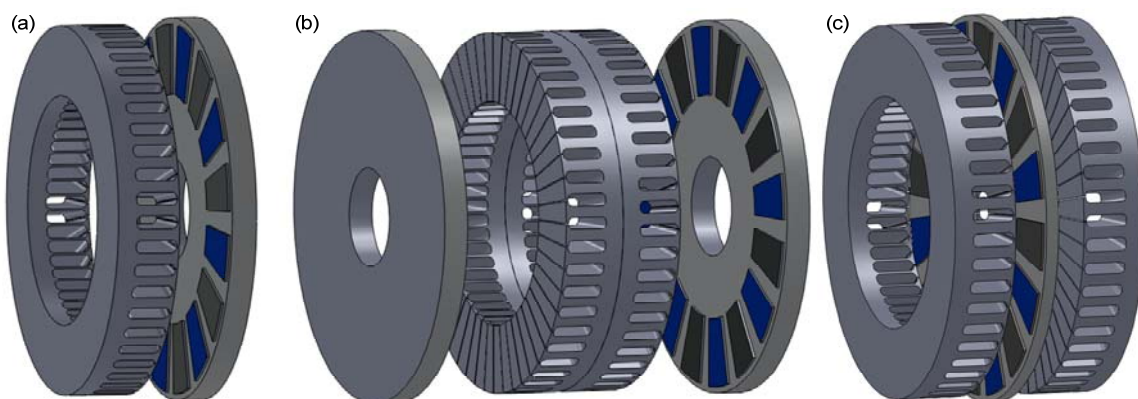


Figura 2.1: Configurações básicas das máquinas de IPFA. (a) Estrutura com um entreferro. (b) Estrutura com duplo entreferro, estator interno. (c) Estrutura com duplo entreferro, rotor interno.

O limite superior da potência com que as máquinas de IPFA são realizáveis é imposto pelo diâmetro máximo admissível que, por sua vez, é dependente de factores como as forças axiais suportadas pelos rolamentos, a integridade da ligação mecânica entre o disco rotórico e o veio e o comprimento axial do entreferro. A solução modular, como a representada na Figura 2.2, permite obter níveis de potência elevados sem comprometer o diâmetro máximo admissível. Esta solução é proposta por Caricchi, *et al.* (1999), Muljadi, *et al.* (1999) e El-Hasan, *et al.* (2000), entre outros.

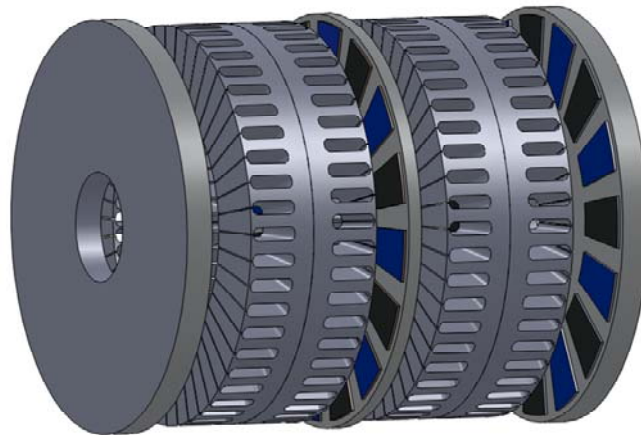


Figura 2.2: Estrutura modular da máquina de IPFA, com dois estatores e três discos rotóricos.

As particularidades das configurações básicas da máquina de IPFA, assim como as características funcionais que resultam da disposição e especificidades dos elementos que as integram, são apresentadas nas secções seguintes.

2.3.1. Estrutura com um entreferro

A estrutura com um entreferro (Figura 2.1 (a)) foi inicialmente proposta por Campbell (1974). Nesta configuração, os núcleos do estator e do rotor são formados por material ferromagnético de forma a reduzir a relutância do circuito magnético. A grande desvantagem desta configuração reside na força axial não balanceada que se estabelece entre o ferro do estator e os ímanes no rotor que tem que ser considerada no projecto mecânico. Num protótipo com esta estrutura, de 1,6 kW, em vazio, a força axial foi estimada em 6800 N (Parviainen, Kontkanen, 2005). Para prevenir deslocações na direcção axial, é necessário utilizar rolamentos complexos e para evitar deflexões excessivas do disco do rotor, a espessura deste pode ter que ser aumentada em relação ao

imposto pelo projecto magnético. Opcionalmente, pode-se utilizar um disco adicional com o único objectivo de balancear as forças de atracção axiais, como proposto por Chen (2004). A topologia obtida, com apenas um dos dois entreferros activo, além de obedecer a um projecto delicado, reduz drasticamente a densidade de potência da máquina. As estruturas com duplo entreferro usufruem da vantagem do cancelamento das forças axiais entre o rotor e o estator.

2.3.2. Estrutura com duplo entreferro e estator interno

A estrutura com duplo entreferro e estator interno (Figura 2.1 (b)), também denominada de estrutura toroidal, tem os enrolamentos dispostos num estator interno com ou sem ranhuras (Huang, *et al.*, 2001; Lukaniszyn, *et al.*, 2000; Söderlund, *et al.*, 1997).

Um inconveniente desta configuração é a fixação do estator à estrutura fixa da máquina, que, pela sua posição interna, a torna complexa. A dissipação do calor devido às perdas Joule é também dificultada. As perdas devidas ao atrito são mais pronunciadas, pois existem dois discos em rotação (Chen, Pillay, 2005).

Quando os ímanes são dispostos nas superfícies rotóricas, as linhas de fluxo útil no ferro do estator podem obedecer a percursos circunferenciais, numa topologia Norte-Norte, ou axiais, com a topologia Norte-Sul, representados na Figura 2.3, através de sectores axiais planificados num determinado raio da máquina.

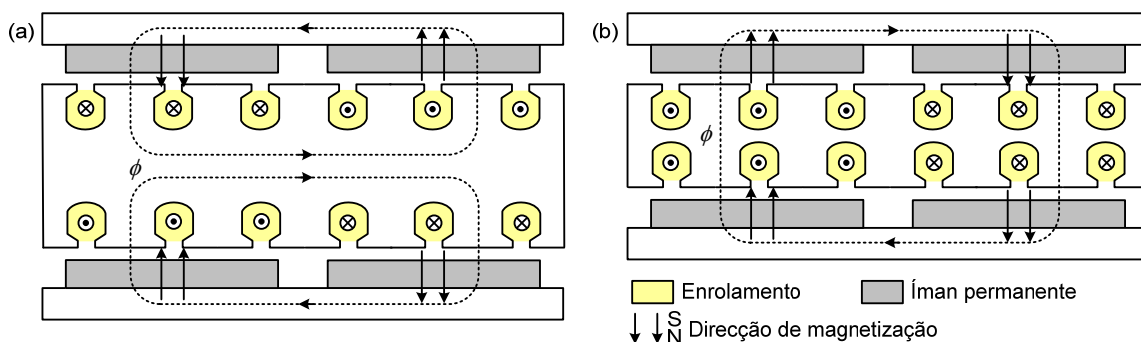


Figura 2.3: Percursos do fluxo útil para a estrutura com duplo entreferro, estator interno. (a) Topologia Norte-Norte. (b) Topologia Norte-Sul.

As topologias Norte-Norte e Norte-Sul diferem essencialmente no comprimento axial do estator e na disposição dos enrolamentos. Na estrutura Norte-Norte (Figura 2.3 (a)) o volume de ferro do

estator é superior, e embora o enrolamento seja realizável numa disposição toroidal, caracterizada por extensões dos condutores não activos (ou testas dos enrolamentos) pequenas, o maior comprimento axial contraria essa vantagem. Na estrutura Norte-Sul (Figura 2.3 (b)), como o fluxo atravessa o estator na direcção axial, o volume de ferro necessário é menor (teoricamente desnecessário), pelo que as perdas no ferro e o comprimento axial da máquina são inferiores. Em contrapartida, é necessário utilizar enrolamentos imbricados para que as correntes fluam no mesmo sentido em cada superfície activa do estator, o que leva a um aumento da extensão dos condutores não activos, com consequências negativas nas perdas Joule e no diâmetro externo (Huang, *et al.*, 2001).

A utilização de estatores com núcleos de ferro sem ranhuras requer estruturas magnéticas tipo Norte-Norte pois os enrolamentos são, necessariamente, toroidais (Figura 2.4). Com os enrolamentos nesta disposição, podem ainda ser utilizados ímanes permanentes adicionais na parte circunferencial do rotor ou ímanes em forma de U (Figura 2.5). Esta disposição dos ímanes abrange o enrolamento estatórico por três lados e só a parte interna do enrolamento, paralela ao veio, não contribui para a produção de binário electromagnético (Lukaniszyn, *et al.*, 2000).

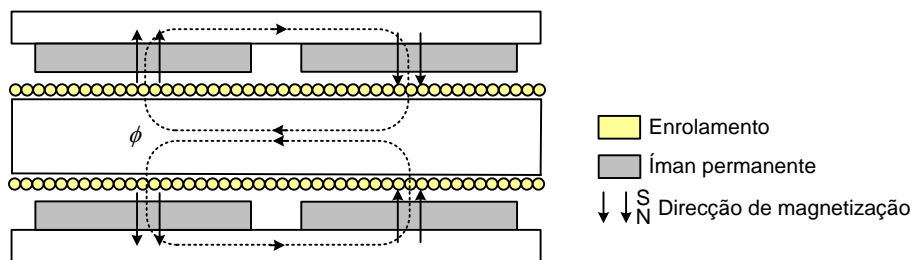


Figura 2.4: Topologia Norte-Norte para a estrutura com duplo entreferro, estator interno sem ranhuras.

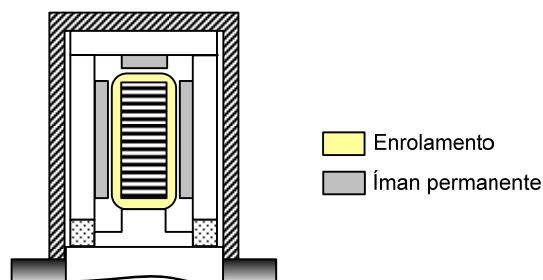


Figura 2.5: Estrutura toroidal com ímanes adicionais na parte circunferencial do rotor.

Nos exemplos apresentados, as estruturas rotóricas têm um núcleo de ferro macio para o retorno do fluxo. A colocação dos ímanes no rotor, numa disposição denominada de fila de Halbach, permite dispensar os núcleos de ferro no rotor para o retorno do fluxo (Jennane, *et al.*, 2004; Lovatt, *et al.*, 1998).

O conceito base da fila de Halbach consiste na rotação contínua da direcção de magnetização ao longo da fila de ímanes. Na prática, a fila de Halbach é obtida através de segmentos de ímanes pré-magnetizados com direcções de magnetização que aproximam a distribuição requerida; o ângulo entre os vectores de magnetização de ímanes adjacentes pode ser de 30°, 45°, 60° ou 90°. A fila de Halbach permite obter induções magnéticas no entreferro praticamente sinusoidais, como exemplificado na Figura 2.6, para a estrutura de uma máquina de IPFA com duplo entreferro, estator interno.

Em alternativa aos segmentos de ímanes, pode-se utilizar material magnético duro obtido por consolidação de material pulverizado com uma matriz polimérica¹, posteriormente magnetizada por um campo sinusoidal (Zhu, *et al.*, 2000).

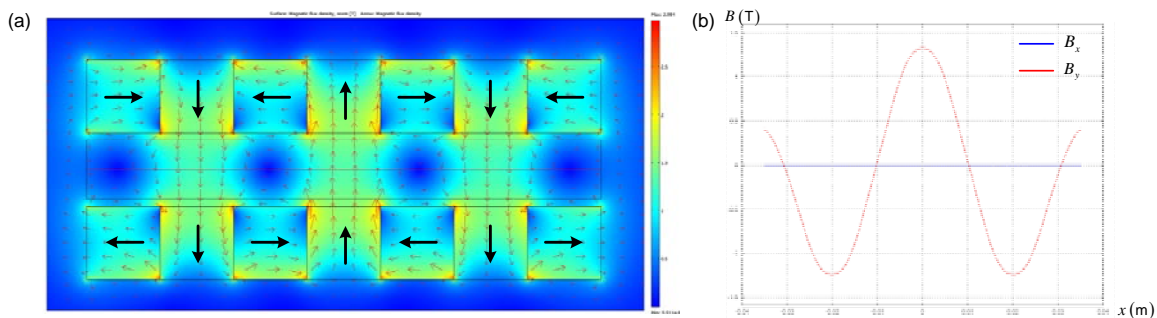


Figura 2.6: Máquina de IPFA duplo entreferro, estator interno com os ímanes dispostos em filas de Halbach, com direcções de magnetização a 90°. (a) A indução magnética concentra-se no interior da estrutura. (b) Componentes da indução magnética no espaço do estator.

Comparativamente à disposição convencional dos ímanes, em que estes são dispostos na superfície rotórica com polaridade alternada, em condições de igualdade de volume de material magnético permanente, a fila de Halbach permite obter uma amplitude da componente

¹ “Bonded magnets”, na literatura anglo-saxónica.

fundamental da indução magnética superior, o que preconiza um aumento da densidade de potência da máquina (Gieras, *et al.*, 2004). O inconveniente associado é o elevado custo que este tipo de arranjo magnético implica na solução global. Ramsden, *et al.* (1999) concluíram que a utilização da fila de Halbach acarreta um custo três vezes superior à utilização da disposição convencional, com a salvaguarda de que essa diferença pode ser reduzida em mercados cujo volume justifique a automatização dos processos de fabrico. A Figura 2.7 representa uma máquina de IPFA com os ímanes dispostos em fila de Halbach.

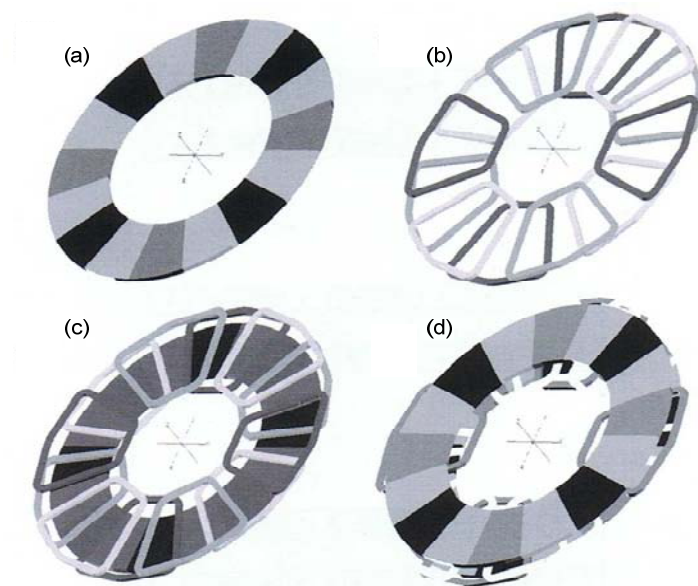


Figura 2.7: Construção de uma máquina de IPFA trifásica, 8 pólos, sem ferro magnético, com os ímanes dispostos em fila de Halbach. (a) Disco rotórico. (b) Enrolamento estatórico. (c) Disco rotórico e enrolamento estatórico. (d) Discos rotóricos e enrolamento estatórico no interior (Gieras, *et al.*, 2004, p. 191).

A alternativa à disposição dos ímanes nas superfícies rotóricas, consiste em embutir aqueles no ferro do rotor, de acordo com o representado na Figura 2.8. Neste caso, os ímanes apresentam formas regulares e são dispostos nas estruturas rotóricas tal que a sua magnetização seja paralela ao entreferro. Dependendo da disposição dos enrolamentos no estator interno, é possível obter topologias Norte-Norte ou Norte-Sul.

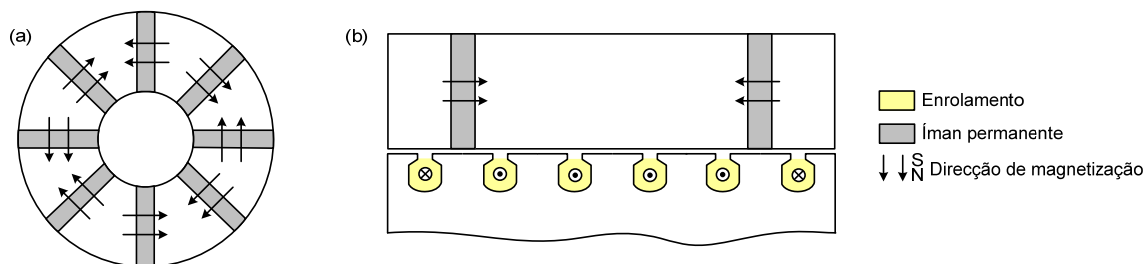


Figura 2.8: Estrutura com duplo entreferro, estator interno, com os ímanes embutidos nos rotores. (a) Secção transversal de um disco rotórico. (b) Sector axial planificado.

2.3.3. Estrutura com duplo entreferro e rotor interno

A máquina de fluxo axial com duplo entreferro e rotor interno é construtivamente simples de implementar, pela fixação fácil dos estatores à carcaça da máquina. O rotor, na posição interna, pode ter os ímanes dispostos nas superfícies (Figura 2.9 (a)) ou embutidos na estrutura (Figura 2.9 (b)), com as linhas de fluxo útil na direcção axial ou circumferencial, respectivamente.

A disposição dos ímanes nas superfícies rotóricas dispensa o núcleo de material ferromagnético, sendo unicamente necessário um disco de material não magnético para suportar os ímanes. A esta disposição dos ímanes corresponde um comprimento axial da máquina pequeno e o peso dos materiais activos é consideravelmente inferior, factor que é favorável ao aumento da densidade de potência comparativamente à disposição dos ímanes embutidos no rotor.

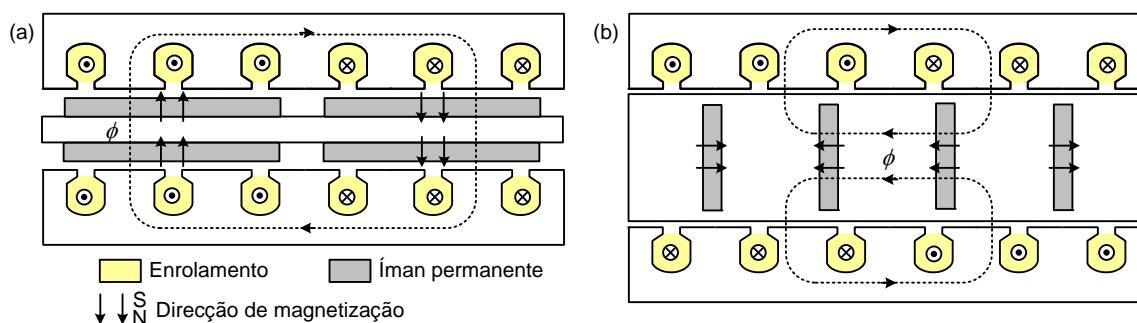


Figura 2.9: Percursos do fluxo útil para a estrutura com duplo entreferro, rotor interno. (a) Ímanes na superfície rotórica. (b) Ímanes embutidos no rotor.

Os enrolamentos dos dois estatores podem ser ligados em paralelo ou em série. A ligação em série permite que um estator seja rodado de um determinado ângulo relativamente ao outro (geralmente meio passo de ranhura), o que resulta num conteúdo harmónico da fmm inferior. A

ligação em paralelo implica que as ranhuras de um estator estejam exactamente opostas às ranhuras do outro estator, para evitar elevadas correntes de circulação (Platt, 1989).

2.3.4. Estruturas rotóricas

Os rotores apresentam algumas singularidades que variam com a estrutura da máquina de IPFA adoptada e com a disposição dos ímanes permanentes naquelas. Os núcleos do rotor, se de material ferromagnético, são geralmente de ferro maciço uma vez que, em regime permanente sinusoidal, não são expostos à variação da componente fundamental do fluxo e o processo de fabrico fica simplificado (Profumo, *et al.*, 2002). Quando é dispensável a presença de um material ferromagnético para conduzir o fluxo, é frequente recorrer a uma estrutura em alumínio para suporte dos ímanes, que, além do comportamento paramagnético, tem massa específica baixa e resistência mecânica elevada, ou outro material com características equivalentes.

Os ímanes embutidos na estrutura rotórica conduzem a um arranjo com concentração de fluxo, ou seja, a indução magnética no entreferro pode ser superior à indução de remanência dos próprios ímanes. Embora o processo de fabrico seja mais complexo, para um determinado nível de indução magnética no entreferro, é possível utilizar ímanes permanentes mais baratos ou um volume de material magnético permanente menor. Esta disposição permite ainda uma protecção mais eficaz de ímanes permanentes susceptíveis de corrosão, como os ímanes de NdFeB sinterizados, além de garantir uma estrutura rotórica mais sólida em aplicações a velocidades elevadas.

Na disposição dos ímanes embutidos numa estrutura ferromagnética, o fluxo de fugas nas extremidades daqueles é elevado. Se a magnetização e a espessura dos ímanes forem constantes, podem surgir desequilíbrios significativos no valor de indução magnética ao longo do raio útil da máquina e saturação excessiva no raio interno, por estarem mais próximos neste e mais afastados no raio externo.

Nas configurações com os ímanes colocados na superfície rotórica a reacção do induzido é relativamente pequena pois os ímanes são caracterizados por uma permeabilidade relativa próxima da unidade, o que se traduz num aumento do entreferro equivalente. Utilizando os ímanes

embutidos, a reacção do induzido faz-se sentir mais intensamente, o que pode cancelar as vantagens inerentes da concentração de fluxo. Uma tentativa de reduzir a reacção do induzido na estrutura com os ímanes embutidos consiste na utilização de barreiras de fluxo que aumentam a relutância dos percursos do fluxo de reacção do induzido transversal, de acordo com a Figura 2.10 (Weh, *et al.*, 1984). Esta solução torna o processo de fabrico menos expedito e mais dispendioso.

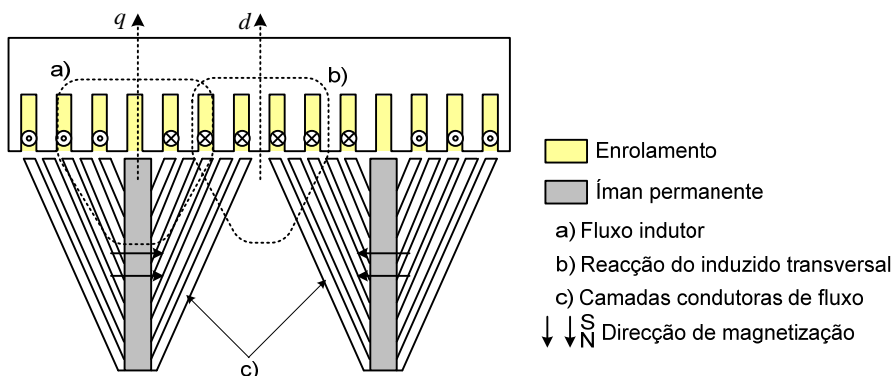


Figura 2.10: Estrutura polar com redução da reacção do induzido transversal [Figura adaptada de Weh, *et al.* (1984, p. 1759)].

Os novos materiais magnéticos macios compósitos que, além do seu carácter monólito, permitem dois estados de magnetização distintos, oferecem uma alternativa à utilização das barreiras de fluxo supra descritas. Este assunto é retomado na secção 2.5..

A disposição dos ímanes colocados na superfície rotórica conduz a um circuito magnético praticamente isotrópico, sendo desprezável a variação da indutância síncrona do estator nas direcções longitudinal e transversal. A colocação dos ímanes embutidos introduz uma anisotropia inversa no circuito magnético, caracterizada por $L_{sq} > L_{sd}$. Esta anisotropia inversa é responsável por um binário de relutância aditivo ao binário de excitação (Ferreira, 2000).

O menor entreferro equivalente e os consequentes valores superiores das indutâncias na disposição dos ímanes embutidos favorece o controlo por enfraquecimento do campo. Com a utilização de ímanes na superfície rotórica, pretendendo-se capacidade de enfraquecimento do campo, é possível utilizar pólos formados por duas secções: ímanes permanentes e ferro maciço (Figura 2.11). Desta forma, a relutância do circuito magnético é distinta nas duas secções,

permitindo o controlo do fluxo no entreferro usando o efeito de desmagnetização da corrente, segundo o eixo directo, pela presença do material de baixa relutância (Tapia, *et al.*, 2004).

Alguns materiais magnéticos permanentes apresentam uma resistividade eléctrica e uma condutividade térmica baixas. A presença de harmónicos espaciais na forma de onda da indução magnética e/ou da corrente no estator podem induzir correntes de Foucault nos próprios ímanes, que, dispostos na superfície do rotor, perto do entreferro, estão mais expostos que os ímanes embutidos. O aumento da temperatura devido a estas correntes pode conduzir a uma desclassificação das propriedades magnéticas ou a alterações irreversíveis na magnetização dos ímanes.

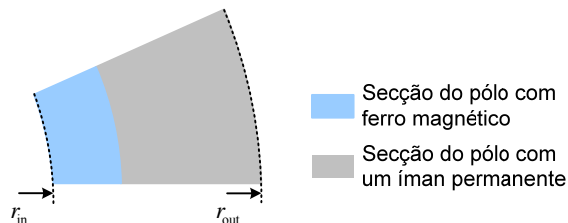


Figura 2.11: Sector radial do rotor com os ímanes na superfície, com um pólo constituído por duas secções (íman permanente e ferro magnético macio), para controlo por enfraquecimento do campo.

2.3.5. Estruturas estáticas

Os núcleos dos estatores em aço magnético de ferro e silício, para uma distribuição axial do fluxo no entreferro, são laminados na direcção radial. A automação do processo de fabrico de estatores com ranhuras para as estruturas axiais é mais complexa que para as estruturas radiais, pois o passo de ranhura é variável ao longo do raio da máquina (Figura 2.12).

As perdas no ferro em estruturas estáticas sem ranhuras são obviamente menores que nas estruturas que utilizam estatores ranhurados, pela eliminação do volume de ferro associado aos dentes. O conteúdo harmónico da força electromotriz é inferior na ausência de ranhuras, pois o fluxo magnético devido aos ímanes permanentes não encontra um circuito magnético anisotrópico durante o movimento de rotação. A presença das ranhuras provoca binários parasitas, o que aumenta a vibração e o ruído da máquina.

A ausência dos dentes, e do limite de saturação imposto por estes, permite uma indução magnética superior no entreferro, possível com ímanes de elevado produto energético e com benefícios no desempenho da máquina. A utilização de ímanes de elevado produto energético (ou um maior volume de material magnético permanente) é não só possível, como necessária pelo aumento do entreferro equivalente.

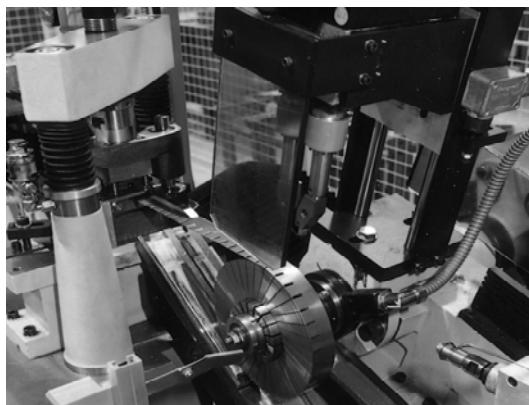


Figura 2.12: Automação da construção de estatores com ranhuras para máquinas de fluxo axial [Figura original de BrookCrompton (2007), com autorização].

Um inconveniente das máquinas de fluxo axial com estatores sem ranhuras é que elas não se adaptam ao funcionamento com enfraquecimento do campo, devido ao baixo valor da indutância própria (Napoli, *et al.*, 2000). O valor superior da indutância magnética das máquinas com núcleos estatóricos ranhurados afecta negativamente a regulação da tensão no modo gerador, mas em contrapartida, para aplicações em que se utilizam conversores estáticos de energia, aquela é uma vantagem, pois permite reduzir o conteúdo harmónico da corrente, imposto pela comutação.

A configuração estatórica ranhurada conduz a uma solução mais robusta do ponto de vista estrutural de suporte dos enrolamentos e permite a dissipação do calor originário nas perdas Joule de forma mais eficaz.

Na ausência de núcleos de ferro, os enrolamentos são embebidos em resinas, utilizando-se geralmente esta solução em máquinas de potência reduzida (menor que 1 kW) porque os níveis de indução magnética tendem a ser baixos devido ao elevado entreferro equivalente (Arkadan, *et al.*, 1992; Hesmondhalgh, Tipping, 1982).

As correntes de Foucault induzidas nos enrolamentos dos estatores sem ranhuras (parcela geralmente desprezável nos condutores alojados em ranhuras) são consideráveis, porque o fluxo atravessa a região dos condutores na ausência de um percurso de baixa relutância, sendo necessário o recurso a condutores de secção reduzida. A utilização de condutores de secção variável permite ajustar a secção conforme estes sejam activos ou passivos, balanceando desta forma as perdas Joule e as perdas por correntes de Foucault nos enrolamentos, embora encareça o processo de fabrico (Gieras, *et al.*, 2004).

2.4. MATERIAIS MAGNÉTICOS PERMANENTES

O sucesso comercial relativamente recente das máquinas de ímanes permanentes deve-se em grande parte à elevada eficiência volumétrica dos ímanes permanentes de terras raras e à sua disponibilidade a custos acessíveis. Os ímanes permanentes possibilitam a exploração de novas configurações e a utilização de factores de escala impraticáveis nos sistemas de excitação classicamente obtidos através de densidades de correntes, potenciando ainda o rendimento da máquina por eliminação das perdas de excitação. As principais características dos materiais magnéticos de terras raras são apresentadas na secção 2.4.3., precedida de duas secções: a primeira secção introduz os principais aspectos físicos do magnetismo permanente e a segunda secção apresenta os aspectos relevantes da evolução histórica dos materiais magnéticos permanentes.

2.4.1. Propriedades básicas do magnetismo permanente

Os mecanismos básicos do magnetismo são determinados, ao nível atómico, pelos movimentos orbital e de *spin* de um electrão, com analogia ao momento de um dipolo magnético. Numa perspectiva multiatómica, se os momentos dos dipolos magnéticos não interagem de forma significativa, o material comporta-se como paramagnético; se existir uma interacção forte entre momentos magnéticos atómicos vizinhos, conducente a um alinhamento espontâneo dos mesmos, o material é ferromagnético, abaixo da temperatura de Curie, T_C . A magnetização espontânea

intrínseca dos materiais ferromagnéticos está organizada em domínios, teoria proposta em 1907, por Pierre-Ernest Weiss (Hellemans, Bunch, 1991).

2.4.1.1. Magnetização e ciclo histerético

Nos materiais ferromagnéticos duros ou permanentes, caracterizados por uma estrutura anisotrópica magnetocristalina, o alinhamento espontâneo dos momentos dos dipolos magnéticos, m_m , em volumes elementares, Δv , origina domínios com uma magnetização, M , dada por

$$M = \lim_{\Delta v \rightarrow 0} \frac{\sum m_m}{\Delta v}. \quad (2.1)$$

A magnetização espontânea produz uma polarização magnética P_m , igual à indução magnética, B , na ausência de campos externos, ou seja $P_m = \mu_0 M$. Do ponto de vista microscópico, um material desmagnetizado contém esses domínios magnetizados até à saturação, mas os domínios adjacentes estão magnetizados em direcções aleatórias, conduzindo a uma magnetização resultante nula no volume total do material. O material é magnetizado quando um campo magnético externo de amplitude suficiente é aplicado ao material, originando a rotação dos domínios e o alinhamento destes na direcção do campo. A indução magnética total, devida a M e ao campo magnético externo H , é expressa por

$$B = \mu_0 (M + H). \quad (2.2)$$

Para materiais magnéticos lineares, homogéneos e isotrópicos, B , M e H são paralelos ou anti-paralelos, o que permite utilizar a equação (2.2) na sua forma escalar.

Quando se aplica um campo magnético ao material completamente desmagnetizado, a indução magnética irá crescer até ao valor da indução de saturação, B_s , definindo a primeira curva de magnetização. Se o campo magnético for gradualmente reduzido a zero, a indução irá diminuir até ao valor de remanência, B_r , igual à polarização. Invertendo a direcção do campo magnético e aumentando-o em valor absoluto, a indução magnética anula-se para uma intensidade do campo

igual a H_c , denominado de campo coercivo. Aumentando mais o campo na mesma direcção, magnetiza-se o material até à saturação com polaridade oposta. Reduzindo novamente o campo magnético até zero, obtém-se a indução de remanência com a polaridade oposta à anterior e revertendo novamente a direcção do campo magnético, o material é magnetizado até à sua polaridade original, B_s , completando o ciclo histerético normal representado na Figura 2.13. Por uma questão de conveniência, o eixo do campo magnético está normalizado pelo factor da permeabilidade do vazio, μ_0 .

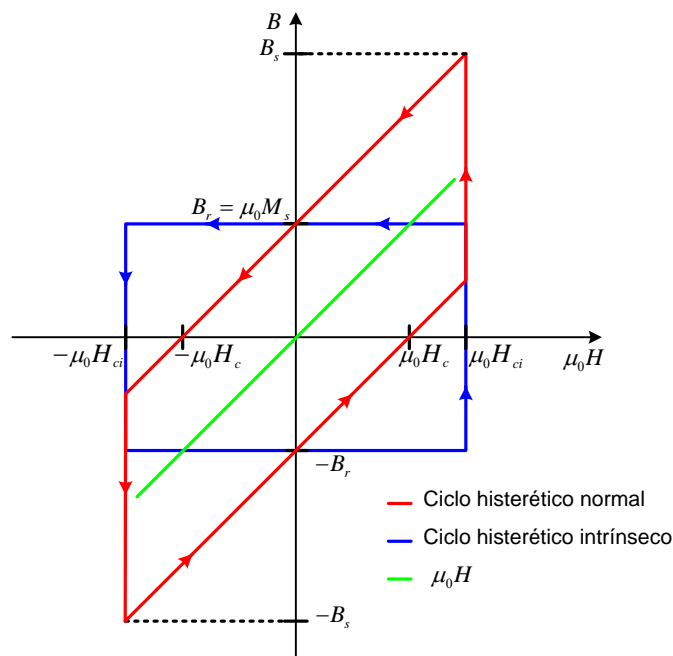


Figura 2.13: Ciclos histeréticos normal e intrínseco de um íman permanente ideal [Figura adaptada de Campbell (1994, pp. 14-15)].

O ciclo histerético normal reporta a indução magnética mensurável em função do campo magnético aplicado. Na ausência do material magnético, o mesmo campo produziria uma indução magnética no espaço vazio dada por $\mu_0 H$. A indução magnética total é, assim, a soma da indução magnética devida à magnetização intrínseca do íman e da que seria induzida pelo mesmo campo no vazio. O ciclo histerético intrínseco associado ao íman pode ser obtido por simples aritmética, recorrendo à equação (2.2), como se representa na Figura 2.13. O campo coercivo intrínseco, H_{ci} , define o valor do campo magnético necessário para desmagnetizar

completamente o material magnético. Quando $|H_{ci}| > M_s$, sendo $M_s = B_r / \mu_0$, o campo coercivo intrínseco tem amplitude superior ao campo coercivo normal e o ciclo histerético no 2.º quadrante, que define a característica de desmagnetização do íman, é linear. Este aspecto, comum às ferrites duras e aos ímanes de terras raras, é favorável quando o íman é utilizado num circuito magnético sujeito a excursões do ponto de funcionamento na característica de desmagnetização, por variação do campo desmagnetizante (este assunto será retomado no Capítulo 4).

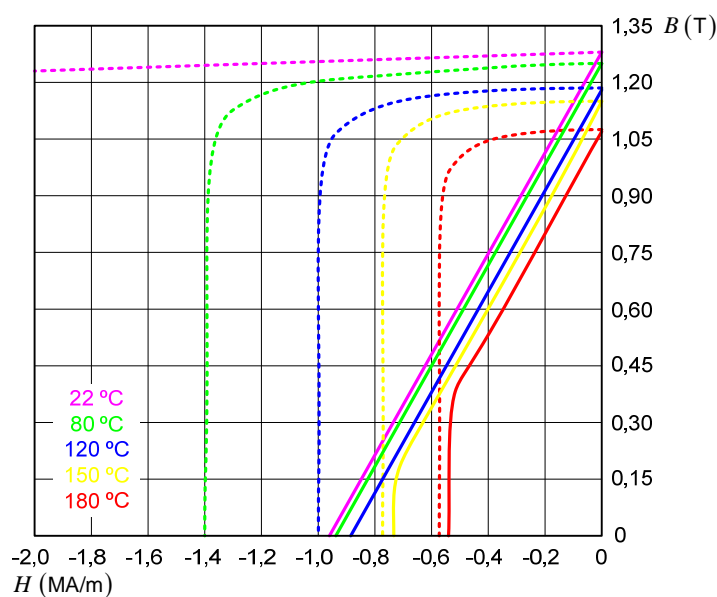


Figura 2.14: Características de desmagnetização normais e intrínsecas de um íman de NdFeB (N40UH) [Figura adaptada de ChenYang-Engineering (2010)].

O comportamento dos materiais magnéticos sujeitos a campos magnéticos externos, da forma como foi apresentado, pressupõe que o material é ideal, constituindo assim uma abordagem teórica. Na prática, porque as rotações dos domínios ocorrem gradualmente, a variação abrupta da característica de desmagnetização intrínseca anteriormente proposta dá lugar a uma curva suavizada. A magnetização é também função da temperatura, sendo reduzida à medida que a temperatura aumenta até ao limite da temperatura de Curie, a qual define a transição entre o estado ferromagnético (ou ferrimagnético, no caso das ferrites) e o estado paramagnético do material. Acresce ainda existirem variações da magnetização com o próprio campo magnético, aqui desprezadas. Sem os pressupostos simplificativos, as características de desmagnetização

normais e intrínsecas de um material magnético permanente assumem as formas apresentadas na Figura 2.14.

2.4.1.2. Energia nos processos de magnetização e desmagnetização

A estrutura anisotrópica magnetocristalina é condição para que o material seja magneticamente susceptível, mas, para que um íman armazene energia ou produza trabalho nos processos de magnetização ou desmagnetização, é necessária a energia associada a um campo externo.

A energia armazenada por unidade de volume de um íman permanente é dada por (Campbell, 1994)

$$W_m = -\mu_0 M H . \quad (2.3)$$

A variação na energia, devida a uma variação do campo magnético H , é avaliada por

$$dW_m = -\mu_0 M dH - \mu_0 H dM . \quad (2.4)$$

Na equação (2.4), o termo $-\mu_0 M dH$ representa o trabalho realizado unicamente pelo campo aplicado, traduzindo-se nas deslocações horizontais do ciclo histerético intrínseco, e o termo $-\mu_0 H dM$ é a energia associada à mudança de direcção dos momentos magnéticos, relacionada com as deslocações verticais do mesmo ciclo, e exprime a energia cinética no próprio material.

Ao longo de um ciclo histerético completo, $\oint dW_m = 0$, ou seja

$$-\mu_0 \oint M dH - \mu_0 \oint H dM = 0 . \quad (2.5)$$

Substituindo (2.2) em (2.5), obtém-se

$$-\oint (B - \mu_0 H) dH - \oint H d(B - \mu_0 H) = 0 . \quad (2.6)$$

Dado que H volta ao seu valor original após um ciclo completo, $\oint \mu_0 H dH = 0$, a equação (2.6)

reduz-se a

$$-\oint B dH - \oint H dB = 0. \quad (2.7)$$

Considerando agora os pontos inicial e final distintos, por exemplo, uma mudança do ponto a para o ponto b , representados na Figura 2.15, a soma das áreas permite escrever

$$\int_b^a B dH + \int_b^a H dB = [BH]_b^a \text{ ou}$$

$$-\int_a^b B dH - \int_a^b H dB = -[BH]_a^b. \quad (2.8)$$

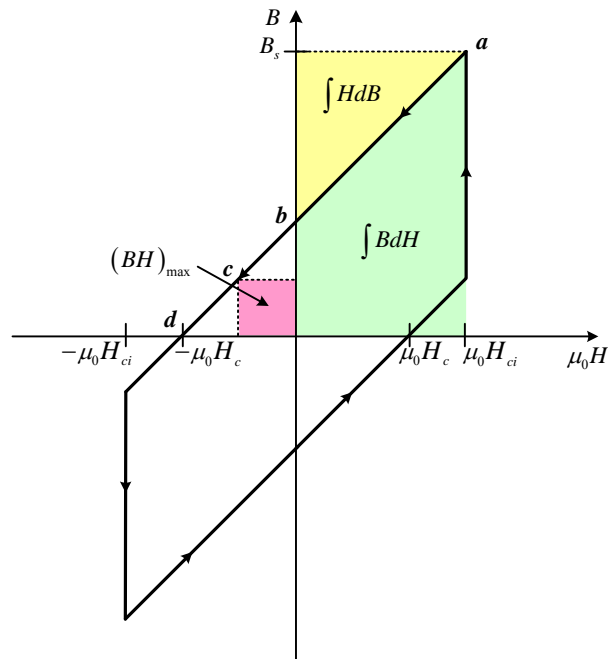


Figura 2.15: Variação de energia ao longo do ciclo histerético normal [Figura adaptada de Campbell (1994, p. 17)].

Os termos $-\int_a^b B dH$ e $-\int_a^b H dB$ representam ainda o trabalho realizado pelo campo magnético aplicado e a energia cinética interna, respectivamente, ambos por unidade de volume. Cada ponto do ciclo histerético representa assim a energia total potencial, avaliada por $-(BH)$.

No ponto a , o ímã está magnetizado até à saturação, mas, em b , $-(BH)$ é nulo, ou seja, o ímã não produz trabalho na sua remanência. Para entregar a energia acumulada, o ponto de funcionamento do ímã tem que se mover para o segundo quadrante, onde o ímã experimenta

uma força desmagnetizante a partir do meio em que se insere. A variação de energia por unidade de volume quando o íman passa da sua remanência para o ponto c obedece a

$$-\int_b^c B dH - \int_b^c H dB = -[BH]_b^c, \quad (2.9)$$

ou seja, o trabalho realizado pelo campo magnético, $-\int B dH$, é igual à soma da variação da energia potencial, $-(BH)$, e da energia libertada pelo íman, $\int H dB$, como representado na Figura 2.16.

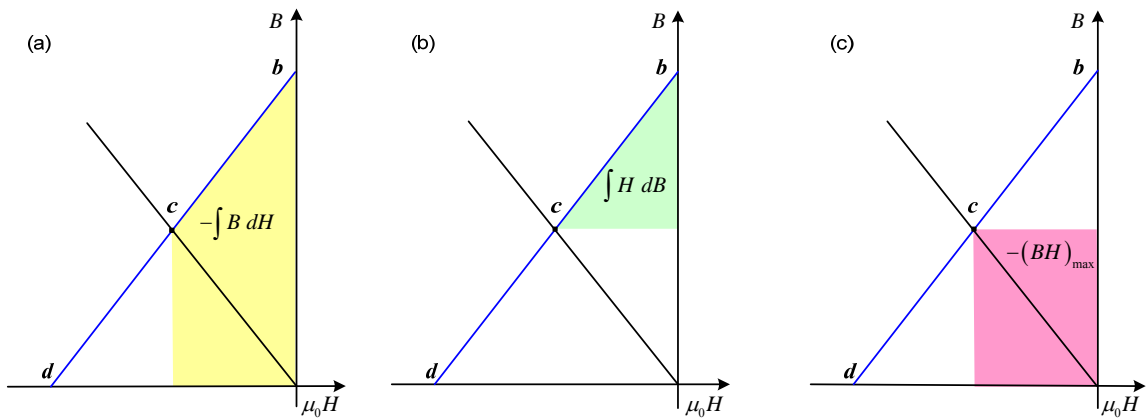


Figura 2.16: Variação por unidade de volume da energia associada ao campo magnético (a), da energia cinética interna (b) e da energia potencial (c) [Figura adaptada de Campbell (1994, p. 98)].

A energia potencial, $-(BH)$, atinge um valor de pico, suposto em c , diminuindo o seu valor à medida que o ponto se aproxima da coercividade, em d , onde aquela se anula novamente. O valor de pico de $-(BH)$, no segundo quadrante, define o produto energético máximo, $-(BH)_{\max}$ (Figura 2.17).

Para o material ideal aqui tratado, o produto energético máximo ocorre para $B = \mu_0 M_s / 2$ e $H = -M_s / 2$, com um valor proporcional à magnetização de saturação, $-(BH)_{\max} = \mu_0 M_s^2 / 4$.

O produto energético máximo é uma medida qualitativa do desempenho de um íman num circuito magnético uma vez que não quantifica a energia que este é capaz de fornecer (Furlani, 2001). O projecto magnético que estabeleça o ponto de funcionamento no correspondente ao produto

energético máximo, maximiza a energia libertada pelo íman, ou, expresso de outra forma, minimiza o volume de material magnético numa determinada aplicação.

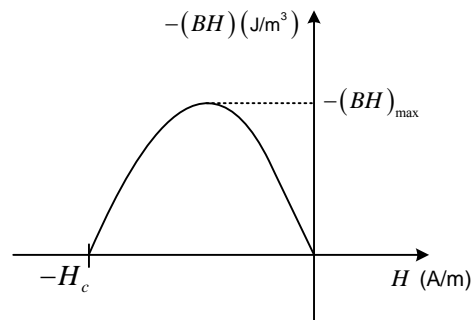


Figura 2.17: Produto energético em função do campo magnético ao longo da característica de desmagnetização.

2.4.2. Evolução histórica dos materiais magnéticos

Os materiais magnéticos naturais – óxidos de ferro, Fe_3O_4 , também denominados de magnetites, são conhecidos há, provavelmente, 5000 anos (Petrie, 1995). A primeira aplicação conhecida dos materiais magnéticos artificiais (ferro depois de entrar em contacto com os materiais magnéticos naturais) foi numa bússola de marinheiro, instrumento descrito na Europa, em 1200, mas aparentemente inventado na China, pelo menos dois milénios antes (Parker, 1990).

Um marco importante na investigação de materiais magnéticos artificiais deveu-se ao trabalho de William Gilbert, publicado em 1600, no livro *De Magnete*, utilizando ligas temperadas de ferro e carbono. De acordo com os padrões actuais, a liga proposta tinha propriedades magnéticas muito fracas.

Já em pleno século XX, em 1931, o japonês T. Mishima patenteou a primeira liga de material magnético duro, baseada em ferro, níquel e alumínio, denominada “alní”, dando início ao período de desenvolvimento das bem sucedidas ligas alnicos. Estas ligas contêm a adição de cobalto até 40 %, estão disponíveis graduadas de 1 até 9, representando a ordem cronológica do seu desenvolvimento comercial, e permitiram obter campos coercivos e produtos energéticos até 152 kA/m e 76 kJ/m^3 , respectivamente (Strnat, 1990). Embora actualmente a utilização dos alnicos esteja em declínio devido ao seu baixo produto energético, é de salientar a sua estabilidade com a

temperatura, com variações da indução remanente e do campo coercivo inferiores às de qualquer outro material magnético.

O conhecimento crescente da física e da metalurgia associada aos ímanes permanentes catapultou um desenvolvimento rápido depois da 2.^a Guerra Mundial, comparável à tecnologia dos semicondutores, embora não tão publicitada. Na década de 50, outra família de materiais magnéticos permanentes, as ferrites, foi disponibilizada comercialmente pela Philips (Roozee, 2002). As ferrites são materiais magnéticos cerâmicos obtidos por mistura de óxido de ferro com bário ou estrôncio e apresentam propriedades ferrimagnéticas¹. Pelo fácil processamento e baixo custo dos materiais envolvidos, as ferrites constituem uma solução económica, mas são muito instáveis com a temperatura (dez vezes menos estáveis que os alnicos) e apresentam um coeficiente de temperatura reversível do campo coercivo positivo, significando que este diminui quando a temperatura diminui, característica que é única entre os materiais magnéticos duros comerciais. Enquanto os outros materiais magnéticos tendem a ser moderadamente condutivos, as ferrites são caracterizadas por uma elevada resistividade eléctrica.

A introdução dos ímanes baseados em terras raras, nos finais da década de 60, constituiu um marco importante na evolução tecnológica dos ímanes permanentes, decuplicando as propriedades magnéticas. Os ímanes de terras raras foram considerados, pela primeira vez, elementos magnéticos *per sí*, diminuindo o risco de desmagnetização e competindo com os electroímanes nas vertentes funcional e económica. Identificam-se três gerações de ímanes permanentes baseados em terras raras, de acordo com a sua composição estequiométrica (Strnat, 1990):

- ímanes de samário e cobalto de primeira geração, “1-5”, SmCo_5 ,
- ímanes de samário e cobalto de segunda geração, “2-17”, $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$, em que o cobalto associado aos ímanes de primeira geração é parcialmente substituído pelo ferro, e por último,

¹ A magnetite é um material ferrimagnético, embora tenha sido considerado ferromagnético até Néel, em 1940, fornecer a estrutura teórica para o ferrimagnetismo (Moskowitz, 2006).

- Ímanes de terceira geração, as ligas ternárias “2-14-1”, nos quais a terra rara mais utilizada é o neodímio, sendo os outros elementos o ferro e o boro, na composição básica $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$.

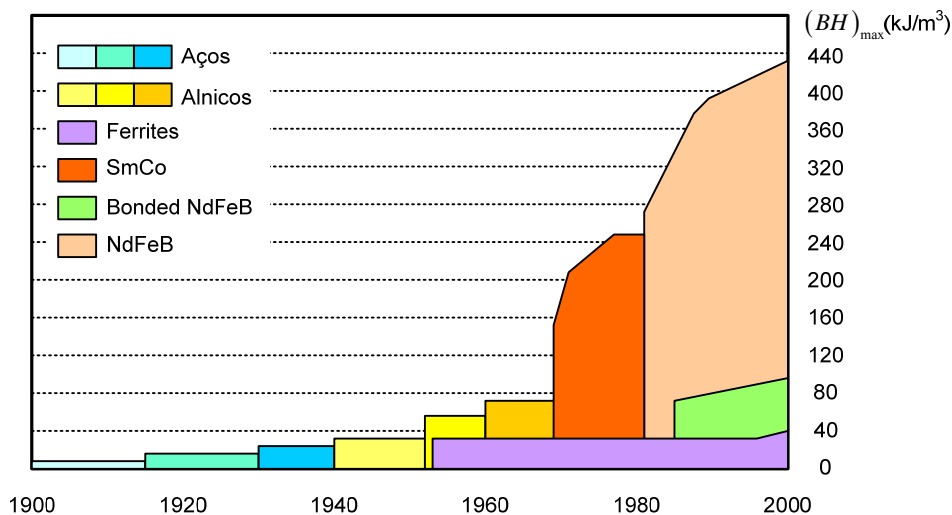


Figura 2.18: Desenvolvimento dos materiais magnéticos permanentes no século XX, em função do produto energético máximo [Figura adaptada de ArnoldMagnetics (2010), com autorização].

O desenvolvimento temporal dos materiais magnéticos permanentes em função do produto energético máximo, durante o século XX, é ilustrado na Figura 2.18.

2.4.3. Materiais magnéticos permanentes de terras raras

O desenvolvimento das ligas de samário e cobalto (SmCo) resultou da investigação direccionada para a formação de ligas de elementos de terras raras com elementos de transição ferromagnéticos, como o ferro, o cobalto e o níquel. Os ímanes de primeira geração, SmCo_5 , sinterizados apresentam produtos energéticos da ordem de 128 kJ/m^3 e forças coercivas muito elevadas. A temperatura de Curie é muito elevada, aproximadamente $750 \text{ }^\circ\text{C}$, mas, em contrapartida, o campo coercivo baixa drasticamente com o aumento da temperatura, o que limita a utilização destes ímanes a temperaturas máximas de $250 \text{ }^\circ\text{C}$. Os ímanes contêm 66% de cobalto e 34% de samário, constituindo a solução mais dispendiosa entre os vários materiais magnéticos permanentes.

A baixa disponibilidade e o conseqüente custo elevado do cobalto motivaram a sua substituição pelo ferro, tendo sido introduzidos, na década de 80, os ímanes de segunda geração,

comercialmente designados por $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$. Nestas ligas, as percentagens de samário e de cobalto são inferiores às utilizadas nos ímanes de primeira geração: 18 a 27% para o samário e 40 a 50% para o cobalto, parcialmente substituído por ferro em 10 a 20% (Strnat, 1990). Além da redução do custo associado às matérias-primas, as propriedades magnéticas são melhores que as dos ímanes de terras raras de primeira geração, com produtos energéticos até 214 kJ/m^3 e uma estabilidade com a temperatura notável, sendo graduados para aplicações até $350 \text{ }^\circ\text{C}$. O processamento destas ligas requer tratamentos térmicos complexos e prolongados na formação da microestrutura apropriada, o que conduz a um custo final mais elevado que o sugerido pelas economias nas matérias-primas (Zhang, *et al.*, 1999).

As ligas ternárias de neodímio, ferro e boro (NdFeB) foram propostas em 1983 pela General Motors, nos Estados Unidos (Croat, *et al.*, 1984), e pela Sumitomo Special Metals, no Japão (Sagawa, *et al.*, 1984), utilizando técnicas de processamento distintas. Estas ligas atingiram rapidamente um elevado sucesso comercial, motivado essencialmente por considerações económicas. Elas oferecem características magnéticas equivalentes, e em alguns aspectos melhores, às de SmCo, mas recorrem a matérias-primas mais abundantes, o que resulta em custos por unidade de massa e por unidade de produto energético inferiores. Estima-se que o neodímio seja dez a vinte vezes mais abundante que o samário e a oferta de ferro a preços acessíveis é virtualmente ilimitada. Os ímanes de NdFeB apresentam uma indução de remanência superior aos ímanes de segunda geração e a sua massa volúmica, variável entre 6000 a 7700 kg/m^3 , é inferior em, aproximadamente, 10% à dos ímanes de SmCo. O produto energético máximo reportado em laboratório atinge valores da ordem de 470 kJ/m^3 para ímanes sinterizados (HitachiMetals, 2010).

Os ímanes de NdFeB apresentam uma desvantagem considerável que restringe a substituição dos ímanes de segunda geração em toda a sua extensão: a temperatura de Curie é baixa, aproximadamente $300 \text{ }^\circ\text{C}$, e os coeficientes de temperatura reversíveis da indução remanente e do campo coercivo intrínseco são, aproximadamente, cinco e duas vezes, respectivamente, superiores aos ímanes $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$. Por isso, a sua utilização é limitada a aplicações sujeitas a

temperaturas relativamente baixas, tipicamente inferiores a 150 °C. Existem várias modificações destas ligas que procuram melhorar as propriedades térmicas. É comum substituir parcialmente o ferro por cobalto, para melhorar as propriedades magnéticas a temperaturas mais elevadas, mas, desta substituição, resulta uma redução do campo coercivo (Hirosawa, Sagawa, 1988; Vial, *et al.*, 2002); este, por sua vez, pode ser melhorado através da substituição parcial do neodímio por uma terra rara mais pesada, sendo o disprósio o elemento mais vulgar (Groot, *et al.*, 1998; Li, *et al.*, 2009). Todavia, o disprósio e o cobalto apresentam um acoplamento antiferromagnético, reduzindo, por sua vez, a magnetização e o produto energético máximo. Outros compostos têm vindo a ser desenvolvidos para reduzir a sensibilidade destas ligas à temperatura, como, por exemplo, ligas com a adição de gálio, nióbio, vanádio e/ou alumínio.

Outro problema inerente aos ímanes de terras raras de terceira geração consiste na sua elevada sensibilidade à corrosão; as camadas superficiais do material reagem com o oxigénio, o que conduz a uma variação metalúrgica na sua superfície. Em consequência, a camada superficial apresenta valores reduzidos do campo coercivo, o que facilita a desmagnetização destas partes dos ímanes. Em ambientes húmidos, estes compostos também reagem com o hidrogénio, levando a uma decomposição da superfície que se manifesta em superfícies porosas e na atenuação das propriedades magnéticas (El-Moneim, *et al.*, 2002). A resistência à corrosão é conseguida através da adição de elementos específicos às ligas (como o gálio) ou através da utilização de revestimentos baseados em zinco, crómio, níquel ou resinas epoxy (Saliba-Silva, *et al.*, 2004; Yu, Chen, 2006). As espessuras dos revestimentos são muito finas, tipicamente 10 a 30 μm , para reduzir o impacte nas dimensões finais e nas tolerâncias mecânicas.

As propriedades magnéticas e mecânicas dos materiais baseados em terras raras, além da sua composição estequiométrica, são também função das tecnologias de processamento; os materiais magnéticos podem ser obtidos por sinterização ou com recurso a agentes ligantes (Taylor, *et al.*, 2002). O processamento dos ímanes sinterizados não recorre a nenhum efeito de diluição a partir do seu estado desmagnetizado puro, sendo, por isso, expectável que os materiais assim obtidos apresentem o produto energético mais elevado por unidade de volume e massa.

A tecnologia de processamento dos materiais sinterizados limita-os a geometrias simples e regulares, pois os compostos obtidos tendem a ser quebradiços e duros, e, conseqüentemente, difíceis de maquinar (Zhu, *et al.*, 2000). Sempre que a flexibilidade geométrica é um requerimento da aplicação, quer na realização de formas geométricas e/ou esquemas de magnetização complexos (como o implícito na fila de Halbach, *e.g.*), quer na obtenção de dimensões com tolerâncias não realizáveis com os ímanes sinterizados, recorre-se ao processamento das ligas com agentes ligantes (Grönefeld, 2003). Nestes casos, os materiais magnéticos resultantes apresentam propriedades magnéticas inferiores às dos ímanes baseados nos mesmos materiais mas sinterizados (valores típicos apontam para induções de remanência e produtos energéticos máximos inferiores em 50%), em consequência da diluição dos elementos activos nos agentes ligantes e função das percentagens utilizadas (Buelow, *et al.*, 2005).

As máquinas de IPFA são favoráveis à utilização de ímanes permanentes com geometrias simples, privilegiando-se assim a utilização de ímanes permanentes sinterizados, embora existam máquinas que explorem os materiais magnéticos obtidos por ligação, como o proposto em (Mekhiche, *et al.*, 1999). Os autores justificam a utilização de ímanes de NdFeB obtidos por ligação numa máquina de ímanes permanentes para altas velocidades ($f = 1567$ Hz, $n = 47000$ min⁻¹) porque a resistividade destes é superior à dos ímanes sinterizados (tipicamente 10 a 20 vezes), o que permite reduzir as perdas devidas às correntes de Foucault induzidas nos próprios ímanes. Em aplicações a baixas velocidades, estas perdas são menos significativas, tornando-se mais relevante explorar as propriedades magnéticas superiores dos ímanes de NdFeB sinterizados.

A Tabela 2.1 resume numericamente as principais propriedades magnéticas e o custo aproximado das três classes de ímanes permanentes sinterizados com relevância comercial actual (Trout, 2008). Tendo em consideração a diversidade das graduações e características propostas pelos vários fabricantes, os valores apresentados permitem apenas uma comparação qualitativa dos materiais, sem significado quantitativo absoluto.

Tabela 2.1: Principais características das classes de ímanes permanentes sinterizados com relevância comercial actual [Tabela adaptada de Trout (2008), com autorização].

Material	B_r T	H_c kA/m	$(BH)_{max}$ kJ/m ³	T_c °C	Custo €/kg	Massa volúmica kg/m ³	Energia potencial/ unidade de custo, J/€
Ferrite	0,4	223	32	450	4,86	4500	1,46
SmCo	1,07	1400	214	750	162	8500	0,16
NdFeB	1,35	1200	350	310	81	7700	0,56

2.5. MATERIAIS MAGNÉTICOS MACIOS

Numa máquina eléctrica, os materiais magnéticos macios desempenham um papel preponderante como condutores do fluxo magnético. Ao contrário dos materiais magnéticos duros que suportam um fluxo no circuito magnético *per si*, os materiais magnéticos macios diferem daqueles por só o suportarem na presença de uma excitação eléctrica ou magnética externa. A principal diferença reside no campo coercivo muito baixo ($H_c < 1$ kA/m), figurativamente caracterizada por um ciclo histerético estreito. A permeabilidade e a magnetização de saturação elevadas são características preferenciais destes materiais no seu papel de confinamento e/ou direccionamento do fluxo. A baixa coercividade e a elevada resistividade são também importantes sob excitação variável no tempo, com implicações nas perdas histeréticas e por correntes de Foucault. Embora o ferro no seu estado puro satisfaça os requisitos da elevada permeabilidade e magnetização de saturação, ele é geralmente associado a outros elementos, o que permite melhorar outros parâmetros eléctricos e ou mecânicos.

A estrutura anisotrópica magnetocristalina é aqui também essencial no comportamento magnético dos materiais: quanto mais pequenos forem os domínios, mais macio é o material, ou seja, mais facilmente é magnetizado e desmagnetizado (Gavrila, Ionita, 2002). A anisotropia pode ser controlada pelos elementos que integram o material e pelos procedimentos térmicos, mecânicos e/ou magnéticos a que são submetidos.

A Figura 2.19 estabelece uma comparação entre as principais propriedades magnéticas dos materiais magnéticos macios comerciais mais frequentes.

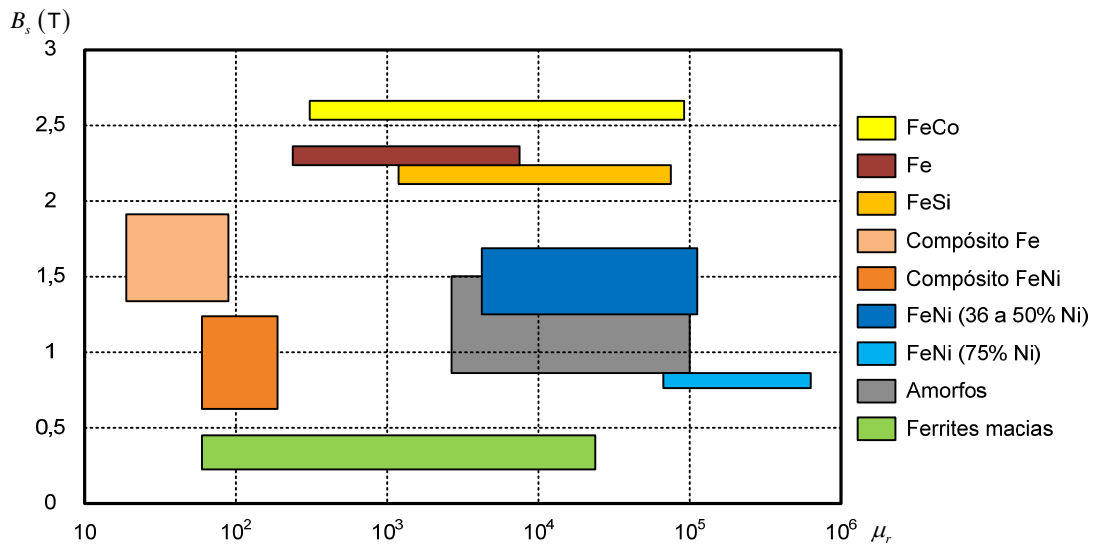


Figura 2.19: Principais propriedades magnéticas dos materiais magnéticos macios comerciais mais comuns [Figura adaptada de ArnoldMagnetics (2010), com autorização].

Dos materiais magnéticos macios utilizados nas gamas de frequências superiores a 1 kHz, as ligas de ferro e níquel (FeNi) são as mais representativas. Estas ligas contêm 30 a 80% de Ni e são caracterizadas pela sua elevada permeabilidade e por ciclos histeréticos rectangulares. Outros materiais magnéticos macios utilizados nesta gama de frequências são as ferrites macias, cuja composição química é $MO.Fe_2O_3$, onde M é o metal de transição, ferro, níquel, magnésio ou zinco. As ferrites macias são caracterizadas pela sua elevada resistividade (até $10^{10} \Omega.cm$) e por uma permeabilidade relativa e magnetização de saturação baixas quando comparadas com os aços magnéticos (MagneticsGroup, 1998). Todavia, pelas baixas perdas por correntes de Foucault que acarretam, são o material ideal para aplicações a elevadas frequências, na ordem dos mega hertz. Existem ainda os materiais nanocristalinos, com uma microestrutura baseada em cristais com dimensões na ordem dos nano metros. Outros materiais tipicamente utilizados a elevadas frequências, como os materiais compósitos e as ligas amorfas, no desenvolvimento tecnológico actual, surgem também em aplicações a baixas frequências.

Os aços magnéticos cristalinos laminados baseados em ligas de ferro e silício (FeSi) são os materiais dominantes em aplicações a baixas frequências, caracterizados por uma relação desempenho/custo substancialmente mais favorável que os outros materiais magnéticos macios.

A adição de uma pequena percentagem de silício ao ferro aumenta a resistividade eléctrica, reduzindo a parcela das perdas por correntes de Foucault, e diminui o campo coercivo, o que conduz a valores elevados da permeabilidade e a uma redução das perdas histeréticas. O envelhecimento magnético por captação de átomos intersticiais (carbono) é também reduzido, o que melhora a estabilidade da liga ao longo do tempo (Gavrila, Ionita, 2002). Em contrapartida, o silício torna o material quebradiço, reduz ligeiramente a magnetização de saturação e a temperatura de Curie, o que limita as percentagens de silício a 4% para a maioria das aplicações (Furlani, 2001). As propriedades magnéticas dos aços magnéticos de cristais não orientados são praticamente isotrópicas em qualquer direcção no plano da laminação (as variações são da ordem de 10 a 20%) (ArnoldMagnetics, 2010), sendo, portanto, utilizados nos circuitos magnéticos das máquinas rotativas.

Na década de quarenta do século passado, o desenvolvimento das ligas de ferro e silício de cristais orientados, com uma direcção preferencial para o percurso do fluxo no plano paralelo à laminação, melhorou as propriedades magnéticas destas ligas, permitindo obter valores da magnetização de saturação comparáveis aos obtidos com ferro puro, sendo largamente utilizadas nos circuitos magnéticos dos transformadores, cujos núcleos permitem a utilização efectiva da unicidade da direcção de magnetização preferencial do material, orientada na direcção unívoca do fluxo magnético.

As propriedades físicas das ligas de FeSi não têm sofrido alterações significativas nas últimas décadas. A evolução tecnológica tem-se manifestado essencialmente nas técnicas de processamento a custos inferiores e no desenvolvimento de melhores revestimentos isolantes. A espessura do duplo isolamento das laminações é expresso através do factor de empacotamento, $d/(d + 2\varepsilon)$, sendo d a espessura da lâmina do material e ε a espessura do isolamento de um lado da lâmina. O factor de empacotamento apresenta valores típicos entre 0,94 e 0,97 (Gieras, *et al.*, 2004).

Devido à enorme variedade de aços magnéticos macios laminados disponíveis comercialmente, as propriedades magnéticas destes materiais são difíceis de tipificar. Para as gamas geralmente

utilizadas em máquinas rotativas de potências pequenas ou médias (até 75 kW), é razoável assumir para as perdas, função da espessura das chapas, do processamento, da composição e da natureza da variação da indução magnética, valores típicos da ordem de 5 W/kg (a 1,5 T e 50 Hz) e induções de saturação na ordem de 2 T (Deshpande, 2003).

O cobalto adicionado ao ferro permite obter magnetizações de saturação superiores ao ferro puro. As ligas de ferro e cobalto (FeCo) são os materiais com as melhores características magnéticas para a gama das frequências industriais, mas a sua utilização em larga escala é limitada pelo preço elevado que atingem devido à elevada percentagem de cobalto, com valores até 35%.

As ligas amorfas, baseadas em ferro, cobalto e/ou níquel, são obtidas por arrefecimento rápido das ligas em fusão, resultando numa estrutura magnetocristalina com cristais muito pequenos. No estado amorfo, do ponto de vista macroscópico, o material tem um comportamento magnético isotrópico. A anisotropia é posteriormente induzida por tratamentos termomagnéticos que podem ser realizados na direcção longitudinal ou transversal relativamente à direcção de magnetização dos cristais, permitindo controlar a permeabilidade e as perdas no material, assim como induzir uma direcção de magnetização preferencial (Gavrila, Ionita, 2002). O tratamento termomagnético aplicado segundo a direcção longitudinal assegura um ciclo histerético rectangular e uma permeabilidade elevada, enquanto o tratamento aplicado na direcção transversal conduz a um ciclo histerético praticamente linear, com perdas no ferro reduzidas (Figura 2.20). As perdas no ferro anunciadas pelos fabricantes atingem valores da ordem de 40% das perdas associadas às chapas de ferro e silício comerciais (Metglas, 2010). Estas ligas são particularmente úteis para aplicações de elevado rendimento e/ou a frequências na ordem dos quilo hertz, para as quais as perdas por correntes de Foucault são dominantes e a espessura das chapas do aço magnético cristalino deixa de ser compatível com a profundidade do efeito pelicular (Jensen, *et al.*, 1992; Kalokiris, Kladis, 2003).

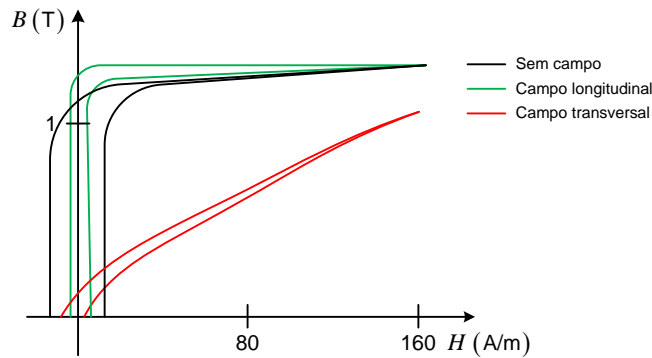


Figura 2.20: Ciclos histeréticos de uma liga amorfa (Metglas 2605SA1), antes e depois do tratamento termomagnético nas direcções longitudinal e transversal [Figura adaptada de Metglas (2010)].

Recentemente, tem-se assistido a uma melhoria das propriedades magnéticas dos materiais magnéticos macios compósitos caracterizados por uma isotropia tridimensional na condução do fluxo e à sua utilização no domínio das máquinas eléctricas, embora sejam utilizados, há muito tempo, em aplicações a altas frequências.

Estes materiais consistem em partículas de ferro pulverizado, revestidas com uma superfície inorgânica que providencia o isolamento eléctrico e posteriormente, comprimidas, para se obter uma elevada massa volúmica conducente a uma elevada indução magnética (Figura 2.21). As propriedades magnéticas a frequências inferiores a algumas centenas de hertz são geralmente inferiores às dos aços laminados (permeabilidade relativa na ordem de 500, indução de saturação da ordem de 1,8 T e perdas com valores próximos de 10 W/kg), mas apresentam um comportamento isotrópico, com as propriedades térmicas e magnéticas iguais nas três dimensões, ao contrário dos materiais laminados nos quais aquelas são uni ou bidireccionais (e.g., a condutividade térmica do ferro laminado é tipicamente 40 W/(m.K) na direcção da laminação e um décimo daquele valor na direcção perpendicular).

O conceito tridimensional nos percursos do fluxo permite encurtar o comprimento das bobinas e as partes não activas dos enrolamentos, resultando numa redução do tamanho dos dispositivos e das perdas Joule, compensando assim as perdas histeréticas, parcela dominante das perdas nos materiais compósitos a baixas frequências. Genericamente, os materiais laminados apresentam perdas por correntes de Foucault mais elevadas que os materiais compósitos. As perdas histeréticas aumentam linearmente com a frequência, enquanto as perdas por correntes de

Foucault apresentam uma dependência quadrática daquela; assim, existirá uma frequência acima da qual as perdas totais nos materiais compósitos serão menores que nos laminados.

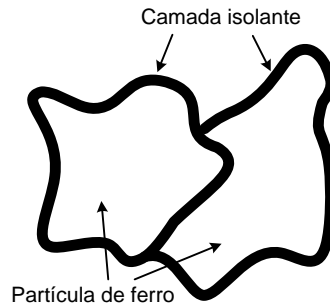


Figura 2.21: Esquema de um material magnético compósito [Figura adaptada de Hultman, Jack (2003, p. 516)].

A utilização de materiais compósitos em máquinas eléctricas ainda está em processo de maturação, sendo actualmente indicados para aplicações a frequências elevadas (Jansson, 2004). A sua aplicação não obedece a uma substituição directa do ferro laminado por aqueles, mas, em vez disso, procura-se explorar o potencial inerente às vantagens isotrópicas: os percursos tridimensionais para o fluxo magnético permitem explorar mais eficientemente configurações como as de fluxo transversal e as de garras polares (Bolognani, *et al.*, 2004; Jansson, 2004), e investigar projectos inovadores, como, por exemplo, os propostos por Jack, *et al.* (2005) e Kosaka, *et al.* (2005). A utilização destes materiais em máquinas de baixas velocidades, como proposto por Chen e Pillay (2005), para um gerador eólico de ímanes permanentes de fluxo axial, não é muito promissora, devido ao baixo rendimento obtido, da ordem de 48,8%.

Uma extensão da aplicação dos materiais compósitos em máquinas eléctricas é a sua utilização em estruturas magnéticas monolíticas com regiões adjacentes de elevada e baixa permeabilidade. O valor da permeabilidade magnética é ajustável através de processos térmicos localizados, que permitem obter zonas contíguas com permeabilidades distintas numa peça única. Esta característica dos materiais é útil em estruturas magnéticas com os ímanes embutidos, em que as barreiras de fluxo entre os ímanes são conseguidas com a utilização do material a uma permeabilidade baixa, próxima da do ar (El-Refaeie, Jahns, 2005).

2.6. RESUMO

Ao longo deste capítulo foi apresentado o estado de arte da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial, explorando as suas configurações de base, assim como as características funcionais, daí resultantes, mais relevantes. A evolução e as particularidades construtivas das máquinas de ímanes permanentes estão intimamente relacionadas com os materiais activos utilizados, nomeadamente os materiais magnéticos duros e macios. Neste prisma, foi apresentada uma sinopse dos materiais magnéticos, as suas características fundamentais e as tendências evolutivas.

A referenciação bibliográfica que sustenta o capítulo é utilizada independentemente de aplicação orientadora do trabalho, com o objectivo de proporcionar uma visão global sobre as perspectivas actuais e futuras da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial.

A identificação das variantes construtivas da máquina de fluxo axial, assim como as características dos materiais activos de que depende, em parte, o seu desempenho, permite ainda orientar e fundamentar as decisões iniciais do projecto da máquina para o seu funcionamento como gerador accionado a baixas velocidades, tendo em consideração a aplicação orientadora do trabalho.

REFERÊNCIAS

Arkadan, A., *et al.*; 1992. Effect of Toothless Stator Design on Core and Stator Conductors Eddy Current Losses in Permanent Magnet Generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 7, n.º 1 (March, 1992). pp. 231-237.

ArnoldMagnetics; 2010. Arnold Magnetic Technologies Corp. <http://www.arnoldmagnetics.com/> (Cited 29 June, 2010).

Bolognani, S.; Bianchi, N.; Zigliotto, M.; 2004. New Perspectives for Electrical Motors in Adjustable Speed Drives. *EPE Journal*. Vol. 14, n.º 1 (February, 2004). pp. 6-11.

BrookCrompton; 2007. Axial Airgap Motors. http://www.brookcrompton.com/pdf-files/2701E%20Axial_web.pdf (Cited December, 2007).

Buelow, N. L., *et al.*; 2005. Properties of Polymer Bonded Permanent Magnets Made with Melt-Spun Mixed Rare Earth Iron Boron. *Advances in Powder Metallurgy & Particulate Materials*. pp. 308-319.

Campbell, P.; 1974. Principles of a Permanent-Magnet Axial-Field d.c. Machine. *Proceedings of the IEE*. Vol. 121, n.º 12 (December, 1974). pp. 1489-1494.

Campbell, P.; 1994. Permanent Magnet Materials and their Application. Cambridge University Press. p. 207.

Caricchi, F.; Crescimbin, F.; Honorati, O.; 1999. Modular Axial-Flux Permanent-Magnet Motor for Ship Propulsion Drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 14, n.º 3 (September, 1999). pp. 673-679.

Chan, T. F.; Lai, L. L.; 2007. An Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator for a Direct-Coupled Wind-Turbine System. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 22, n.º 1 (March, 2007). pp. 86-94.

Chau, K. T.; Chan, C. C.; Liu, C.; 2008. Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 55, n.º 6 (June, 2008). pp. 2246-2257.

Chen, Y., "Novel Design Configurations for Permanent Magnet Wind Generators", Ph.D., in Clarkson University, 2004. p. 128.

Chen, Y.; Pillay, P.; 2005. Axial-Flux PM Wind Generator with a Soft Magnetic Composite Core. In *IEEE Industry Applications Conference, 40th IAS Annual Meeting*. 2-6 October, 2005. Vol. 1, pp. 231-237.

ChenYang-Engineering; 2010. Neodymium Iron Boron Magnets. <http://www.cy-magnetics.com/CY-Mag-NdFeB.pdf> (Cited June, 2010).

Croat, J. J., *et al.*; 1984. Pr-Fe and Nd-Fe-Based Materials: A New Class of High-Performance Permanent Magnets. *Journal of Applied Physics*. Vol. 55, n.º 6 (March, 1984). pp. 2078-2082.

Deshpande, U. S.; 2003. Recent Advances in Materials for Use in Permanent Magnet Machines - A Review. In *IEEE Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*. Madison, Estados Unidos, 1-4 June, 2003. Vol. 1, pp. 509-515.

- El-Hasan, T. S., *et al.*; 2000. Modular Design of High-Speed Permanent-Magnet Axial-Flux Generators. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 36, n.º 5 (September, 2000). pp. 3558-3561.
- El-Moneim, A. A., *et al.*; 2002. The influence of Co and Ga Additions on the Corrosion Behavior of Nanocrystalline NdFeB magnets. *Corrosion Science*. Vol. 44, n.º 8. pp. 1857-1874.
- El-Refaie, A. M.; Jahns, T.M.; 2005. Application of Bi-State Magnetic Material to an Automotive IPM Starter/Alternator Machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 20, n.º 1 (March, 2005). pp. 71-79.
- Ferreira, A. P., "Problemática e Perspectivas da Utilização do Gerador de Ímanes Permanentes na Produção de Energia Eólica", M.Sc., in Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP): Porto, Portugal, 2000. p. 183.
- Furlani, E. P.; 2001. Permanent Magnet and Electromechanical Devices. Academic Press. p. 518.
- Gavrila, H.; Ionita, V.; 2002. Crystalline and Amorphous Soft Magnetic Materials and their Applications - Status of Art and Challenges. *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*. Vol. 4, n.º 2 (June, 2002). pp. 173-192.
- Gieras, J. F.; Wang, R.-J.; Kamper, M. J.; 2004. Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. Kluwer Academic Publishers. p. 340.
- Grönefeld, M.; 2003. Review on Bonded Magnets. Kluwer Academic Publishers. p. 1-12.
- Groot, C. H. de, *et al.*; 1998. Two-Powder Nd₂Fe₁₄B Magnets with DyGa-Addition. *Journal of Applied Physics*. Vol. 83, n.º 1. pp. 388-393.
- Hellemans, A.; Bunch, B.; 1991. The Timetables of Science. Simon and Schuster. p. 660.
- Hesmondhalgh, D. E.; Tipping, D.; 1982. Slotless Construction for Small Synchronous Motors Using Samarium Cobalt Magnets. *IEE Proceedings B*. Vol. 129, n.º 5 (September, 1982). pp. 251-261.
- Hirosawa, S.; Sagawa, M.; 1988. Effects of Co Addition on the Temperature Dependence of the Intrinsic Coercivity in Pr-Fe-B Sintered Magnets. *Journal of Applied Physics*. Vol. 64, n.º 10. pp. 5553-5555.
- HitachiMetals; 2010. NEOMAX® High Energy Neodymium-Iron-Boron Permanent Magnets. <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/index.html> (Cited 29 June, 2010).
- Huang, S.; Aydin, M.; Lipo, T. A.; 2001. TORUS Concept Machines: Pre-Prototyping Design Assessment for Two Major Topologies. In *IEEE Industry Applications Conference, 36th IAS Annual Meeting*. Vol. 3, pp. 1619-1625.
- Hultman, L. O.; Jack, A. G.; 2003. Soft Magnetic Composites - Materials and Applications. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'03)*. Madison, USA, 1-4 June, 2003. Vol. 1, pp. 516-522.
- Jack, A. G., *et al.*; 2005. Axial Flux Motors Using Compacted Insulated Iron Powder and Laminations - Design and Test Results. In *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, IEMDC'05*. 15 May, 2005. pp. 378-385.
- Jansson, P.; 2004. Soft Magnetic Composite Materials Applied to Electric Motors. *EPE Journal*. Vol. 14, n.º 1 (February, 2004). pp. 38-42.

- Jennane, J., *et al.*; 2004. Semi-Analytical Study of 3 Kinds of Axial Flux PM Actuator. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*. Vol. 19, n.º 1. pp. 299-302.
- Jensen, C. C.; Profumo, F.; Lipo, T. A.; 1992. A Low-Loss Permanent-Magnet Brushless dc Motor Utilizing Tape Wound Amorphous Iron. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 28, n.º 3 (May/June, 1992). pp. 646-651.
- Kalokiris, G.; Kladas, A.; 2003. New Magnetic Material Impact in Electric Machine Design: High Speed Operation and Reduction of losses. *Sensors and Actuators A, Elsevier*. Vol. 106. pp. 292-297.
- Kosaka, T., *et al.*; 2005. A Novel Multi-pole Permanent Magnet Synchronous Machine with SMC Bypass Core for Magnet Flux and SMC Field-pole Core with Toroidal Coil for Independent Field Strengthening/Weakening. In *11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2005)*. Dresden, Germany, 11-14 September, 2005. EPE Association, on CD-ROM.
- Kubzdela, S.; Weglinski, B.; 1988. Magnetodielectrics in Induction Motors with Disk Rotor. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 24, n.º 1 (January, 1988). pp. 635-638.
- Li, W. F., *et al.*; 2009. The Origin of Coercivity Decrease in Fine Grained Nd-Fe-B Sintered Magnets. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. Vol. 321, n.º 8. pp. 1100-1105.
- Lovatt, H.C.; Ramsden, V.S.; Mecrow, B. C.; 1998. Design of an In-Whell Motor for a Solar-Powered Electric Vehicle. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*. Vol. 145, n.º 5 (September, 1998). pp. 402-408.
- Lukaniszyn, M., *et al.*; 2000. Towards Optimisation of the Disk-Type Brushless dc Motor by Changing the Stator Core Structure. In *International Conference on Electrical Machines (ICEM 2000)*. Finland, 28-30 August, 2000. pp. 1357-1360.
- MagneticsGroup; 1998. Soft Ferrites, a User's Guide. Magnetic Materials Producers Association (MMPA). Available from <http://www.magneticsgroup.com/pdf/mmpa%20SFG-98.pdf>. p. 44.
- Mekhiche, M., *et al.*; 1999. High Speed Motor Drive Development for Industrial Applications. In *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'99)*. Seattle, USA, 9-12 May, 1999. pp. 244-248.
- Metglas; 2010. <http://www.metglas.com/> (Cited June, 2010).
- Moskowitz, B. M.; 2006. Hitchhiker's Guide to Magnetism. Institute for Rock Magnetism. Available from <http://www.irm.umn.edu/hg2m/hg2m.pdf>. p. 48.
- Muljadi, E.; Butterfield, C. P.; Yih-Huie, W.; 1999. Axial-Flux Modular Permanent-Magnet Generator with a Toroidal Winding for Wind-Turbine Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 35, n.º 4 (July/August, 1999). pp. 831-836.
- Napoli, A. Di, *et al.*; 2000. The Use of Soft Magnetic Materials for Improving Flux Weakening Capabilities of Axial Flux PM Machines. In *IEEE Industry Applications Conference*. Rome, Italy, 8-12 October, 2000. Vol. 1, pp. 202-207.
- Parker, R. J.; 1990. *Advances in Permanent Magnetism*. John Wiley & Sons. p. 334.
- Parviainen, A.; Kontkanen, P.; 2005. Axial Flux Permanent Magnet Generator for Wind Power Applications. *Flux Magazine*. (January, 2005). pp. 4-5.

- Petrie, R.; 1995. Permanent Magnet Material from Loadstone to Rare Earth Cobalt. In *Electrical Electronics Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference*. Rosemont, USA, 18-21 September, 1995. pp. 63-64.
- Platt, D.; 1989. Permanent Magnet Synchronous Motor With Axial Flux Geometry. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 25, n.º 4 (July, 1989). pp. 3076-3079.
- Profumo, F., *et al.*; 2002. "Plastic" Electric Motors: a Viable Solution for Axial Flux Machines. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2002)*. 8-11 July, 2002. Vol. 1, pp. 1-10.
- Ramsden, V.S., *et al.*; 1999. A High Efficiency In-Wheel Drive Motor for a Solar-Powered Vehicle. In *IEE Colloquium on Electrical Machine Design for All-Electric and Hybrid-Electric Vehicles*. pp. 3/1-3/6.
- Roozee, J.; 2002. How to Select the Appropriate Permanent Magnet Material. Arnold Magnetic Technologies Corp., TN 0205. Available from <http://www.arnoldmagnetics.com/>.
- Sagawa, M., *et al.*; 1984. New Material for Permanent Magnets on a Base of Nd and Fe. *Journal of Applied Physics*. Vol. 55, n.º 6 (March, 1984). pp. 2083-2087.
- Saliba-Silva, A., *et al.*; 2004. Improving the Corrosion Resistance of NdFeB Magnets: an Electrochemical and Surface Analytical Study. *Surface and Coatings Technology*. Vol. 185, n.º 2-3. pp. 321-328.
- Söderlund, L., *et al.*; 1997. Design of an Axial Flux Permanent Magnet Wind Power Generator. In *8th International Conference on Electrical Machines and Drives*. 1-3 September, 1997 pp. 224-228.
- Strnat, K. J.; 1990. Modern Permanent Magnets for Applications in Electro-Technology. *Proceedings of the IEEE*. Vol. 78, n.º 6 (June, 1990). pp. 923-946.
- Tapia, J. A., *et al.*; 2004. Increasing Field Weakening Capability of an Axial flux PM Machine. In *IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting* 3-7 October, 2004. Vol. 3, pp. 1427-1431.
- Taylor, M. G.; Davies, B. E.; Harris, I. R.; 2002. A comparative Study of the Sintering Behaviour of NdFeB and PrFeB for Permanent Magnet Applications. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. Vol. 242-245, n.º 2. pp. 1375-1377.
- Trout, S. R.; 2008. Permanent Magnet Figures of Merit: We Need a Better Story. SMMA Fall Technical Conference. Available from http://spontaneousmaterials.com/Papers/Trout_SMMA_2008.pdf.
- Vial, F., *et al.*; 2002. Improvement of Coercivity of Sintered NdFeB Permanent Magnets by Heat Treatment. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. Vol. 242-245, n.º 2. pp. 1329-1334.
- Weh, H.; Mosebach, H.; May, H.; 1984. Design Concepts and Force Generation in Inverter-Fed Synchronous Machines with Permanent Magnet Excitation. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 20, n.º 5 (September, 1984). pp. 1756-1761.
- Yu, S.; Chen, L.; 2006. Preparation Technology and Performances of Zn-Cr Coating on Sintered NdFeB Permanent Magnet. *Journal of Rare Earths*. Vol. 24, n.º 2. pp. 223-226.

Zhang, S.-Y., *et al.*; 1999. Hard Magnetic Properties and Microstructure of Melt-Spun $\text{Sm}_2\text{Fe}_{15-x}\text{Cu}_x\text{Ga}_2\text{C}$ ($x=0$ and 0.5) Ribbons. *Journal of Applied Physics*. Vol. 85, n.º 5. pp. 2763-2767.

Zhu, Z. Q., *et al.*; 2000. Powder Alignment System for Anisotropic Bonded NdFeB Halbach Cylinders. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 36, n.º 5 (September, 2000). pp. 3349-3352.

CAPÍTULO 3
FUNDAMENTOS DA MÁQUINA DE ÍMANES
PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

ÍNDICE

3.	Fundamentos da Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	71
3.1.	Introdução.....	71
3.2.	Princípios Electromagnéticos Fundamentais	72
3.2.1.	Princípio da produção de binário	74
3.2.2.	Fluxo magnético e força electromotriz.....	77
3.2.3.	Potência e binário electromagnéticos.....	77
3.3.	Modos de Funcionamento	78
3.3.1.	Análise comparativa entre os modos de funcionamento sinusoidal e quadrilateral.....	83
3.4.	Equações de Dimensionamento Básicas.....	88
3.4.1.	Razão de diâmetros.....	89
3.4.2.	Diâmetro externo	91
3.4.3.	Dimensões axiais.....	94
3.5.	Análise Comparativa entre as Máquinas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial e Radial .	97
3.6.	Resumo	101
	Referências.....	103

3. FUNDAMENTOS DA MÁQUINA DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

3.1. INTRODUÇÃO

A geometria díspar das máquinas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA) relativamente às radiais reflecte-se nas equações electromagnéticas fundamentais que as regem. As equações de binário e potência electromagnéticas permitem identificar as principais variáveis do projecto e explicitar o princípio físico de funcionamento da máquina de IPFA.

A máquina de IPFA, assim como a radial, permite dois modos de funcionamento, caracterizados pela forma de onda das intensidades de corrente nos enrolamentos, com consequências na forma de onda da força electromotriz (fem), que pode ser sinusoidal ou quadrilateral. Quando as formas de onda da corrente e da fem são quadrilaterais, o modo de funcionamento da máquina é similar ao de uma máquina DC em que as funções do conjunto comutador e escovas são realizadas através de um inversor e sensores de posição. A vulgarização dos comutadores electrónicos de estado sólido para potências consideráveis tem incrementado a exploração deste modo de funcionamento. A partir da análise de funcionamento em regime permanente dos dois modos de funcionamento, é estabelecida uma análise comparativa entre eles em função do binário electromagnético desenvolvido.

O projecto electromagnético da máquina de IPFA é, pela complexidade e fenómenos envolvidos, um processo iterativo, no qual as equações de dimensionamento básicas, aqui deduzidas, numa perspectiva de estimação das dimensões principais da máquina como variáveis iniciais, desempenham um papel importante. O dimensionamento básico da máquina de IPFA providencia ainda o suporte para uma análise comparativa entre as máquinas de ímanes permanentes de fluxo radial e axial.

3.2. PRINCÍPIOS ELECTROMAGNÉTICOS FUNDAMENTAIS

As equações fundamentais do binário e potência desenvolvidos no entreferro da máquina, assim como a fem induzida em vazio, permitem identificar as principais variáveis do projecto e explicitar o princípio físico de funcionamento da máquina de IPFA. A distribuição da indução magnética no entreferro constitui o ponto de partida das derivações subsequentes.

Ao contrário das máquinas de fluxo radial, em que o binário electromagnético é produzido num raio constante, na máquina de fluxo axial aquele é produzido ao longo de um raio variável, entre os raios interno e externo do núcleo de ferro do estator, r_{in} e r_{out} , respectivamente. O passo polar, τ , e a largura do pólo, γ_m , são funções do raio r , *i.e.*,

$$\tau(r) = \frac{2\pi r}{2p} = \frac{\pi r}{p} \text{ e} \quad (3.1)$$

$$\gamma_m(r) = \alpha_m \tau(r), \quad (3.2)$$

onde p é o número de pares de pólos e α_m é o coeficiente polar, definido pela razão entre o valor médio e o valor máximo, por pólo, da indução magnética no entreferro:

$$\alpha_m = \frac{B_{med}}{B_{max}}. \quad (3.3)$$

Com uma escolha apropriada da forma dos ímanes, α_m é geralmente independente do raio da máquina.

A utilização dos ímanes na superfície rotórica conduz, inevitavelmente, a uma distribuição espacial da indução magnética aproximada por um quadrilátero.

No caso de o entreferro ser uniforme e considerando desprezável a variação da relutância do circuito magnético, o coeficiente polar é igual à razão entre a largura do pólo e do passo polar, como se demonstra a partir da Figura 3.1 (a), em que as variáveis envolvidas estão expressas em ângulos eléctricos:

$$B_{\text{med}} = \frac{1}{\tau} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B(\alpha) d\alpha = B_{\text{max}} \frac{\gamma_m}{\tau}. \quad (3.4)$$

A amplitude da componente fundamental da forma de onda quadrilateral (Figura 3.1 (b)) é obtida pelos coeficientes de Fourier, e dada por

$$B_{\text{max1}} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} B(\alpha) \cos(\alpha) d\alpha = \frac{4}{\pi} B_{\text{max}} \sin \frac{\alpha_m \pi}{2}. \quad (3.5)$$

Adicionalmente, é fácil verificar que, para a distribuição sinusoidal correspondente à componente fundamental da indução magnética no entreferro, a indução magnética média por pólo da máquina, é

$$B_{\text{med1}} = B_{\text{max1}} \frac{2}{\pi}. \quad (3.6)$$

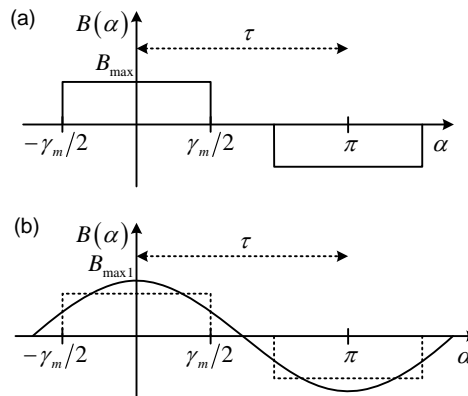


Figura 3.1: Distribuições da indução magnética no entreferro da máquina bipolar equivalente. (a) Distribuição quadrilateral. (b) Distribuição sinusoidal correspondente à componente fundamental.

A forma de onda quadrilateral é caracterizada por uma componente fundamental de amplitude elevada e harmónicos de ordem ímpar de amplitudes muito inferiores.

A amplitude dos harmónicos é, de certa forma, “controlável” através da escolha apropriada do coeficiente polar; por exemplo, a escolha de um coeficiente polar igual a 2/3 permite anular o terceiro harmónico. A Figura 3.2 mostra a forma de onda quadrilateral da indução magnética no entreferro da máquina ao longo do raio útil e a componente fundamental correspondente e, na Figura 3.3, são apresentadas as componentes harmónicas de ordem 1 até 7.

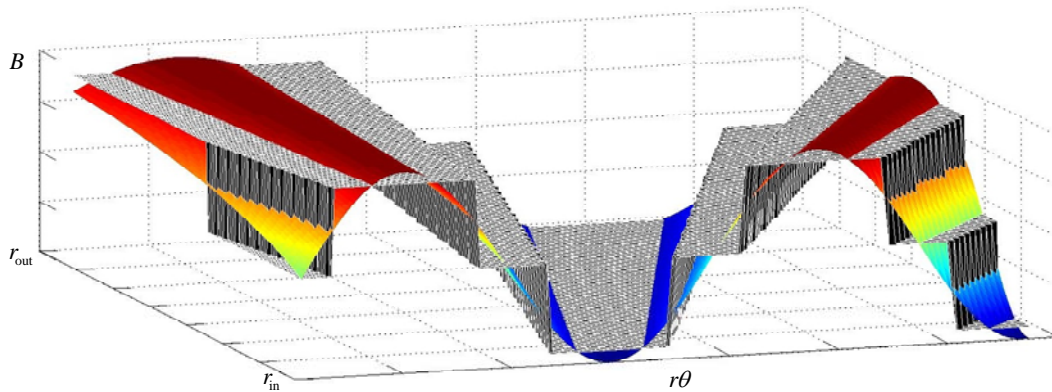


Figura 3.2: Forma de onda quadrilateral e componente fundamental da indução magnética no entreferro ao longo do raio útil da máquina; $\alpha_m = 0,7$.

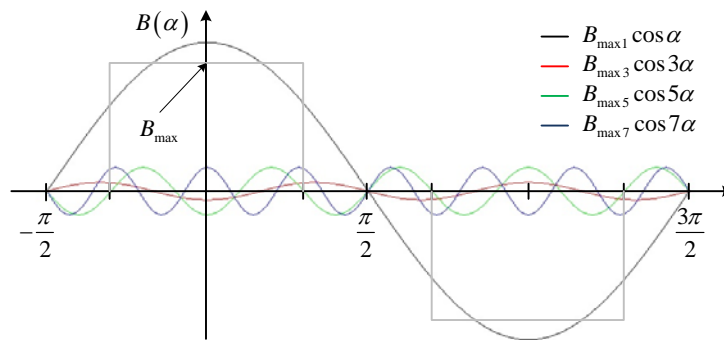


Figura 3.3: Componentes harmónicas da forma de onda da indução magnética; $\alpha_m = 0,7$;

$$B_{\max h} = B_{\max} 4 / (h\pi) \sin(h\alpha_m \pi / 2), h = 1, 3, 5, 7.$$

3.2.1. Princípio da produção de binário

A produção de binário pressupõe a existência de uma indução magnética devida aos ímanes no rotor e de uma força magnetomotriz (fmm) no estator, estacionárias uma relativamente à outra, mas desfasadas entre elas. A velocidade relativa nula denota o carácter síncrono entre os campos do estator e do rotor, e o ângulo entre o fluxo magnético devido aos ímanes e a fmm no estator é o denominado ângulo de binário, δ .

Para uma máquina de IPFA ideal, admitindo que

- os ímanes produzem uma indução magnética no entreferro com valor máximo, B_{\max} , independente do raio,

- os condutores no estator, com uma distribuição espacial adequada, são percorridos por uma intensidade de corrente com valor eficaz I e
- a intensidade de corrente que percorre os condutores, com uma variação temporal adequada, está perpendicularmente orientada em relação ao fluxo magnético de excitação, ou seja, o ângulo de binário é $\pi/2$,

a força tangencial elementar, $d\mathbf{F}$, que actua numa superfície infinitesimal do disco rotórico, devida à indução magnética e à intensidade de corrente no condutor de comprimento infinitesimal dr (Figura 3.4), pode ser deduzida a partir da lei de Lorentz,

$$d\mathbf{F} = I \, dr \times \mathbf{B}. \quad (3.7)$$

A densidade linear de corrente, definida pelo número total de condutores, $m2N_f$, percorridos pela intensidade de corrente com valor eficaz I distribuídos ao longo de $2\pi r$ metros, é variável com o raio da máquina e dada por:

$$A(r) = \frac{mN_f I}{p\tau(r)} = \frac{A_{in} r_{in}}{r}, \quad (3.8)$$

em que m é o número de fases, N_f é o número de espiras em série por fase num estator e A_{in} é a densidade linear de corrente no raio interno. $A(r)$ representa o valor eficaz da densidade linear de corrente por superfície activa do estator, no caso de um enrolamento típico distribuído em ranhuras, ou a densidade linear de corrente de todo o estator, no caso de um enrolamento toroidal.

Utilizando a densidade linear de corrente definida por (3.8), nos pressupostos estabelecidos para a máquina ideal, a lei de Lorentz é reescrita na seguinte forma:

$$d\mathbf{F} = A(r) B_{med} \, ds, \quad (3.9)$$

com $B_{med} = \alpha_m B_{max}$ e $ds = r \, dr \, d\theta$.

O binário electromagnético elementar, no raio r , é

$$dT_{\text{elm}} = r dF = k_w A_{\text{in}} r_{\text{in}} \alpha_m B_{\text{max}} r dr d\theta. \quad (3.10)$$

O pressuposto que o ângulo de binário é $\pi/2$, implica que o binário em análise corresponde ao valor máximo. Em regime permanente, para uma máquina ligada a um conversor electrónico, esta condição é controlável. Para ângulos de binário diferentes de $\pi/2$, o binário é reduzido em $\sin \delta$.

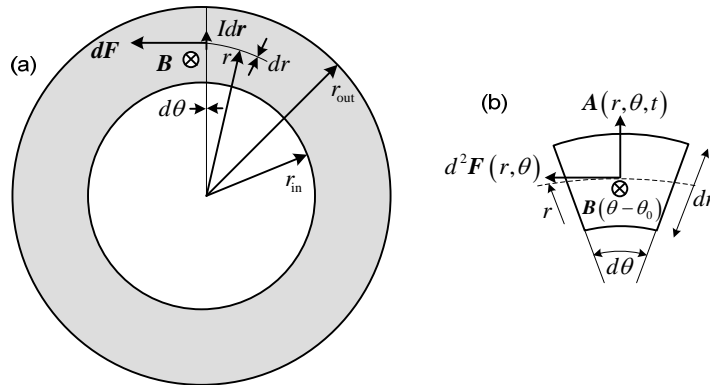


Figura 3.4: Princípio de produção de binário numa máquina de fluxo axial. (a) Representação simplificada da máquina de fluxo axial ideal. (b) Superfície elementar ds .

O binário electromagnético desenvolvido por entreferro da máquina de fluxo axial ideal é obtido integrando (3.10) ao longo da superfície útil do estator:

$$T_{\text{elm}} = k_w A_{\text{in}} r_{\text{in}} \alpha_m B_{\text{max}} \int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} \int_0^{2\pi} r d\theta dr = \pi k_w A_{\text{in}} \alpha_m B_{\text{max}} r_{\text{in}} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2). \quad (3.11)$$

A introdução do factor de enrolamento, k_w , em (3.10) implementa a modificação do número de espiras por fase para contabilizar os efeitos das técnicas utilizadas nos enrolamentos que visam a redução do conteúdo harmónico na fem induzida e/ou na fmm produzida.

O binário electromagnético definido por (3.11) permite salientar a sua dependência de três parâmetros: a densidade linear de corrente máxima no raio interno, A_{in} , a indução magnética máxima no entreferro, B_{max} , e a área útil do entreferro, $\pi(r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2)$. Os limites superiores da densidade linear de corrente no raio interno e a indução máxima no entreferro são impostos pelo comportamento térmico da máquina e pelas especificações dos ímanes permanentes. Definidos estes limites, a equação anterior traduz a dependência entre o binário e as dimensões radiais da máquina.

3.2.2. Fluxo magnético e força electromotriz

O fluxo magnético máximo por pólo no entreferro da máquina, devido ao sistema de excitação constituído pelos ímanes permanentes, para uma distribuição da indução magnética com

$$B_{\text{med}} = \alpha_m B_{\text{max}}, \text{ é}$$

$$\phi_{\text{max}} = \int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} \alpha_m B_{\text{max}} \frac{\pi r dr}{p} = \alpha_m B_{\text{max}} \frac{\pi}{2p} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2). \quad (3.12)$$

Desprezando as componentes harmónicas de ordem superior à primeira na forma de onda do fluxo magnético, numa determinada posição espacial θ , aquele é passível da seguinte representação:

$$\phi(\theta, t) = \phi_{\text{max1}} \sin(\omega t + \gamma - p\theta), \quad (3.13)$$

onde γ é o ângulo eléctrico entre o centro do pólo e o enrolamento da fase, suposta fase a , do estator e $\omega = p\omega_r$, é a frequência angular das grandezas eléctricas no estator, sendo ω_r a velocidade angular de rotação da máquina.

A força electromotriz (fem) induzida em vazio numa fase com N_f espiras é obtida através da lei de Faraday:

$$e(t) = k_w N_f \omega \phi_{\text{max1}} \cos(\omega t + \gamma - p\theta). \quad (3.14)$$

Por inspecção da equação anterior, o valor eficaz da fem induzida em vazio é

$$E = \frac{\sqrt{2}}{2} k_w N_f \omega \phi_{\text{max1}}. \quad (3.15)$$

3.2.3. Potência e binário electromagnéticos

Tendo por base o critério do gerador na representação das grandezas eléctricas e magnéticas (Ferreira, 2000), a fem em vazio está em quadratura atraso relativamente ao fluxo magnético e a

intensidade de corrente está em atraso de δ graus (ângulo de binário). Daqui, a potência activa electromagnética no entreferro é dada por

$$P_{\text{elm}} = \text{Re}(mEI^*) = \text{Re}(mEe^{-j90^\circ} Ie^{j\delta}), \quad (3.16)$$

sendo E e I os valores eficazes da fem em vazio e da intensidade de corrente.

Substituindo (3.12) e (3.15) na equação anterior, obtém-se

$$P_{\text{elm}} = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} \frac{\omega}{p} mk_w N_f I \alpha_m B_{\text{max}1} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2) \sin \delta. \quad (3.17)$$

O binário electromagnético correspondente é

$$T_{\text{elm}} = \frac{P_{\text{elm}}}{\omega_r} = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} mk_w N_f I \alpha_m B_{\text{max}1} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2) \sin \delta. \quad (3.18)$$

A equação do binário electromagnético obtida anteriormente através da lei de Lorentz, (3.11), considera a indução magnética média no entreferro; se multiplicada pelo factor $\sqrt{2}\pi/4$, de forma a reflectir o binário electromagnético devido a uma indução sinusoidal, e utilizando (3.8), que define a densidade linear de corrente, a expressão resultante é coincidente com (3.18), para $\sin \delta = 1$.

3.3. MODOS DE FUNCIONAMENTO

A máquina de IPFA, nas concepções topológicas propostas no Capítulo 2, se ligada a um conversor electrónico de energia, permite a sua exploração em dois modos de funcionamento, sinusoidal (AC) ou quadrilateral (DC)¹, caracterizados pelas formas de onda da intensidade de

¹ O termo "quadrilateral" resulta de uma tradução livre da designação anglo-saxónica "square-wave". Outra designação frequente é "trapezoidal". As máquinas de IPFA neste modo de funcionamento são geralmente designadas por "brushless DC machines", baseado no facto de o inversor e os sensores de posição desempenharem a mesma função que o comutador mecânico das máquinas DC.

corrente nos enrolamentos do estator (Figura 3.5). A forma de onda da intensidade de corrente triangular também é utilizada, e.g., em (Lipo, Wang, 1984), mas não é aqui tratada.

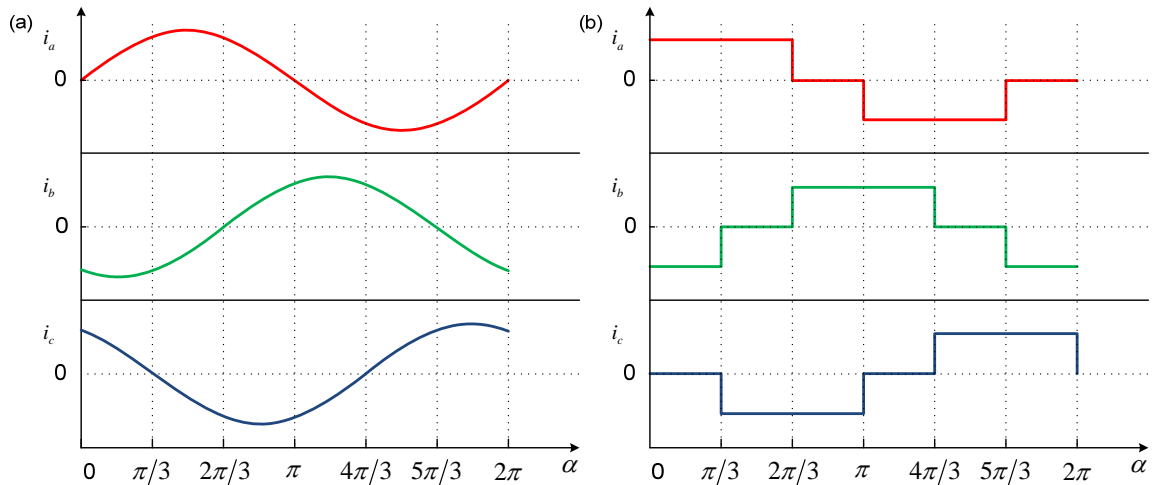


Figura 3.5: Formas de onda da corrente da máquina de IPFA. (a) Modo sinusoidal. (b) Modo quadrilateral.

Na máquina de IPFA sinusoidal, ou síncrona, os projectos magnético e eléctrico são orientados para a obtenção de distribuições sinusoidais da fmm do estator e da indução magnética devida aos ímanes permanentes. O conteúdo harmónico da fem depende da distribuição do fluxo magnético e também da distribuição dos enrolamentos. A análise de funcionamento da máquina de IPFA no modo de funcionamento sinusoidal é similar à de uma máquina síncrona convencional, passível do tratamento baseado na teoria das duas reacções (Ferreira, 2000). Adoptando o critério do gerador, o modelo em regime permanente da máquina de IPFA, obedece à equação (3.19),

$$\mathbf{E} = \mathbf{U} + \mathbf{RI} + jX_{sd}\mathbf{I}_d + jX_{sq}\mathbf{I}_q, \quad (3.19)$$

cuja representação fasorial correspondente é apresentada na Figura 3.6, para a situação do gerador sobrecitado; os ângulos φ e δ_i são o ângulo de fase e de carga, respectivamente.

Na equação (3.19), \mathbf{U} é o fasor tensão simples nos terminais da máquina, \mathbf{I} é o fasor intensidade de corrente e R é a resistência por fase. As reactâncias síncronas, X_{sd} e X_{sq} , modelam a reacção do induzido segundo os eixos polar (directo) e interpolar (quadratura) e

resultam da soma das reactâncias e magnetização (ou mútuas entre o estator e o rotor) segundo os dois eixos, X_{md} e X_{mq} , e da reactância de fugas do estator, X_{σ} , de acordo com

$$\begin{cases} X_{sd} = X_{md} + X_{\sigma} \\ X_{sq} = X_{mq} + X_{\sigma} \end{cases} \quad (3.20)$$

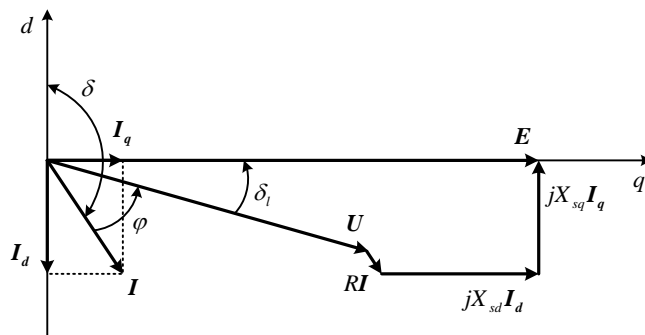


Figura 3.6: Diagrama fasorial de uma máquina síncrona anisotrópica (gerador sobreexcitado).

A determinação das reactâncias será retomada no capítulo seguinte, mas importa desde já salientar que, nas máquinas que utilizam os ímanes na superfície rotórica, o circuito magnético ao longo do passo polar é praticamente isotrópico, o que conduz a valores semelhantes das reactâncias síncronas, segundo os dois eixos em quadratura.

As máquinas de IPFA quadrilaterais, aqui denotadas por (qd) , são máquinas cujo projecto é predominantemente caracterizado por um coeficiente polar elevado e uma disposição dos enrolamentos do estator concentrados. A configuração toroidal é quase sempre projectada para o modo de funcionamento quadrilateral (Gieras, *et al.*, 2004). Neste modo de funcionamento, as forças magnetomotriz e electromotriz obedecem a distribuições aproximadamente quadrilaterais. Estas formas de onda são obtidas por sincronização das correntes no estator com a posição instantânea do rotor (Figura 3.7). Os períodos de condução utilizados típicos variam entre 100° e 150° eléctricos, dependendo do coeficiente polar adoptado. O número de fases considerado ao longo deste estudo é 3, mas é comum a adopção de um número de fases superior (por exemplo, Zhang, *et al.* (2010) propõem um gerador de ímanes permanentes de fluxo radial quadrilateral com 12 fases).

Para um enrolamento trifásico ligado em estrela, períodos de condução de 120° eléctricos implicam que duas fases estejam sempre activas. Assim, a máquina de IPFA quadrilateral pode ser representada pelo circuito eléctrico da Figura 3.8. As fases a e b estão activas e a fase c está desligada (representada pela linha tracejada). Neste circuito, R e L_s são a resistência e a indutância síncrona, ambas por fase. As forças electromotrizes por fase, e_a , e_b e e_c , são devidas ao sistema de excitação constituído pelos ímanes permanentes.

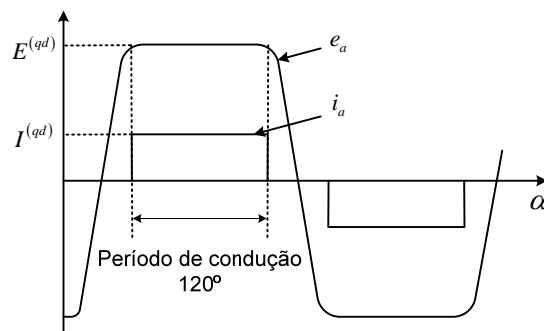


Figura 3.7: Formas de onda teóricas da fem induzida e da intensidade de corrente da máquina de IPFA quadrilateral.

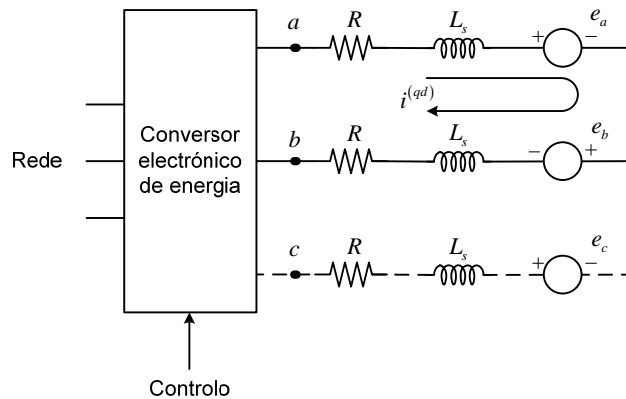


Figura 3.8: Circuito eléctrico da máquina de IPFA quadrilateral ligada a um conversor electrónico de energia com duas fases activas.

Para cada período de condução, pode-se considerar a fem induzida como uma quantidade DC, devido à forma quadrilateral da onda. Sendo $e_a = E^{(qd)}$, $e_b = -E^{(qd)}$, em que $E^{(qd)}$ é o valor máximo da forma de onda quadrilateral, $i^{(qd)} = i_a = -i_b$, a equação dinâmica do circuito é

$$2E^{(qd)} = u^{(qd)} + 2Ri^{(qd)} + 2L_s \frac{di^{(qd)}}{dt}. \quad (3.21)$$

A indutância síncrona, L_s , desempenha um papel fundamental na manutenção da variação suave de onda da corrente durante os períodos *on-off* dos dispositivos de estado sólido do inversor em cada intervalo de condução das fases.

Em regime permanente, uma corrente DC, $I^{(qd)}$, circula nas duas fases, obtendo-se

$$2E^{(qd)} = U^{(qd)} + 2RI^{(qd)}. \quad (3.22)$$

Para uma distribuição quadrilateral da indução magnética no entreferro, ou seja, B_{\max} constante sob a largura do pólo, o fluxo magnético de excitação por pólo, de acordo com (3.12), é

$$\phi_{\max}^{(qd)} = \alpha_m^{(qd)} B_{\max} \frac{\pi}{2p} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2). \quad (3.23)$$

Os fluxos totalizados nas três fases ($\lambda = N_f \phi^{(qd)}$) e as fem induzidas correspondentes, são representados na Figura 3.9.

A fem induzida num elemento infinitesimal de uma espira de comprimento dr do enrolamento de uma fase (dois condutores) é calculada através de

$$dE = 2B v(r) dr, \quad (3.24)$$

onde $v(r)$ é a velocidade linear dos condutores de comprimento dr relativamente à indução magnética, ou seja,

$$v(r) = \omega_r r. \quad (3.25)$$

Considerando que todo o fluxo devido ao sistema de excitação é útil e $B = \alpha_m^{(qd)} B_{\max}$, a fem induzida numa fase com N_f espiras, é

$$E^{(qd)} = 2N_f \alpha_m^{(qd)} B_{\max} \frac{\omega}{p} \int_{r_{\text{in}}}^{r_{\text{out}}} r dr,$$

$$E^{(qd)} = \frac{2}{\pi} N_f \omega \phi_{\max}^{(qd)}. \quad (3.26)$$

Para a ligação dos enrolamentos em estrela, com duas fases activas, o binário electromagnético é

$$T_{\text{elm}}^{(qd)} = \frac{2E^{(qd)}I^{(qd)}}{\omega_r} = \frac{4}{\pi} pN_f I^{(qd)} \phi_{\text{max}}^{(qd)}. \quad (3.27)$$

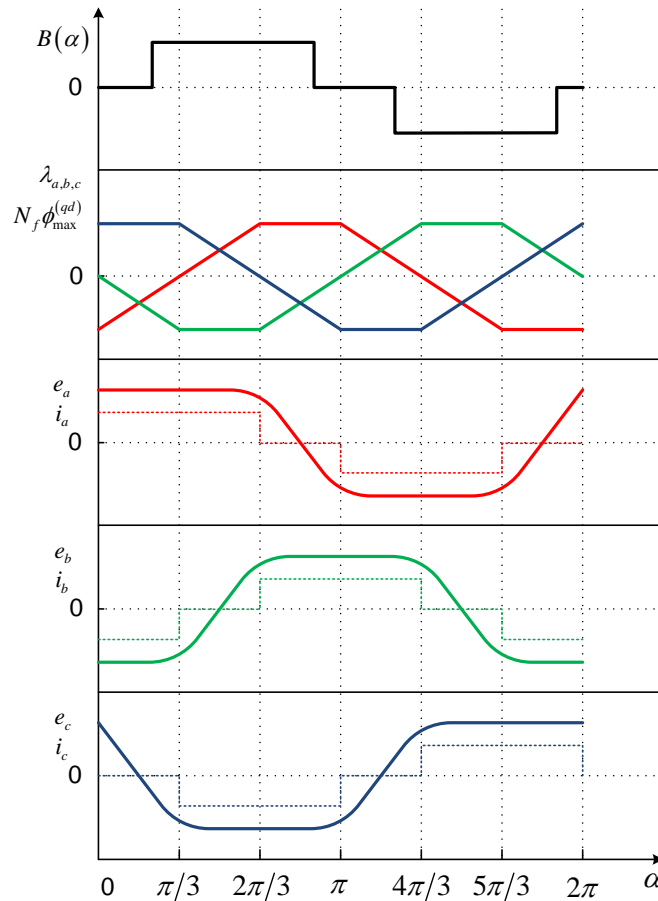


Figura 3.9: Fluxos totalizados e fem induzidas numa máquina trifásica no modo de funcionamento quadrilateral.

3.3.1. Análise comparativa entre os modos de funcionamento sinusoidal e quadrilateral

Uma análise comparativa das máquinas de IPFA para os modos de funcionamento sinusoidal e quadrilateral pressupõe aspectos construtivos comuns, o que, *a priori*, contraria a filosofia do projecto optimizado para um modo específico de funcionamento. Independentemente desta consideração, é possível estabelecer uma análise comparativa entre os dois modos de funcionamento, nos seguintes pressupostos:

- as estruturas rotóricas das duas máquinas são idênticas, com a forma dos ímanes permanentes e coeficiente polar iguais;
- a área radial útil do entreferro é igual nas duas máquinas;
- a velocidade de rotação e o número de pólos são iguais;
- o número de fases nas duas máquinas é igual a 3;
- os comprimentos axiais dos dois estatores são iguais;
- no modo de funcionamento sinusoidal, o ângulo de binário é controlado para que o binário seja máximo;
- os enrolamentos, alojados em ranhuras, têm o mesmo número de espiras por fase e utiliza-se uma ranhura por pólo e por fase, com um passo de bobina igual ao passo polar; desta forma, o factor de enrolamento da máquina no modo de funcionamento sinusoidal é unitário.

Nos pressupostos enunciados, a forma de onda da indução magnética no entreferro das duas máquinas e o volume dos materiais activos (ímanes permanentes, ferro macio e cobre) são iguais.

Para o modo de funcionamento sinusoidal da máquina de IPFA, a fem em vazio por fase (3.15) e o binário electromagnético (3.18), nos pressupostos estabelecidos, são:

$$E = \frac{\sqrt{2}}{2} N_f \omega \phi_{\max 1}, \quad (3.28)$$

$$T_{\text{elm}} = \frac{\sqrt{2}}{2} 3p N_f I \phi_{\max 1}. \quad (3.29)$$

Para a máquina de IPFA quadrilateral, as mesmas grandezas, como já indicado, são avaliadas por

$$E^{(qd)} = \frac{2}{\pi} N_f \omega \phi_{\max}^{(qd)}, \quad (3.30)$$

$$T_{\text{elm}}^{(qd)} = \frac{4}{\pi} N_f p I^{(qd)} \phi_{\max}^{(qd)}. \quad (3.31)$$

A razão entre os binários electromagnéticos das máquinas IPFA quadrilateral e sinusoidal é

$$\frac{T_{\text{elm}}^{(qd)}}{T_{\text{elm}}} \approx 0,6 \frac{I^{(qd)}}{I} \frac{\phi_{\text{max}}^{(qd)}}{\phi_{\text{max}1}}. \quad (3.32)$$

A razão entre os fluxos máximos das máquinas quadrilateral e sinusoidal, em igualdade das formas de onda da indução magnética no entreferro, é dada por

$$\frac{\phi_{\text{max}}^{(qd)}}{\phi_{\text{max}1}} = \frac{\alpha_m^{(qd)} B_{\text{max}} \frac{\pi}{2p} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2)}{\alpha_m k_1 B_{\text{max}} \frac{\pi}{2p} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2)} = \frac{1}{k_1}, \quad (3.33)$$

em que k_1 é a razão entre a amplitude da componente fundamental e o valor máximo da indução magnética, calculado em (3.5),

$$k_1 = \frac{B_{\text{max}1}}{B_{\text{max}}} = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha_m \pi}{2}. \quad (3.34)$$

Substituindo (3.33) em (3.32), obtém-se

$$\frac{T_{\text{elm}}^{(qd)}}{T_{\text{elm}}} \approx 0,6 \frac{I^{(qd)}}{I} \frac{1}{k_1}. \quad (3.35)$$

Com valores de α_m na gama entre 0,5 e 1, ou seja, $0,9 < k_1 < 1,27$, a comparação entre os modos de funcionamento quadrilateral e sinusoidal pode ser estabelecida, admitindo

- igualdade de amplitudes máximas das correntes, $I^{(qd)} = \sqrt{2}I$:

$$0,666 < \frac{T_{\text{elm}}^{(qd)}}{T_{\text{elm}}} < 0,942, \quad (3.36)$$

- igualdade de valores eficazes das correntes, o que implica igualdade das perdas Joule nos dois modos de funcionamento, $I^{(qd)} = \sqrt{3/2}I$ ¹:

$$0,577 < \frac{T_{\text{elm}}^{(qd)}}{T_{\text{elm}}} < 0,816. \quad (3.37)$$

Os resultados obtidos para a razão de binários nos dois modos de funcionamento, extrapoláveis para a razão das densidades de binário, tendo em consideração os pressupostos de base, indiciam uma vantagem do modo de funcionamento sinusoidal, em detrimento do modo de funcionamento quadrilateral. Contudo, alguns autores associam ao modo de funcionamento quadrilateral uma densidade de potência superior à do modo sinusoidal.

Chan e Chau (1997) argumentam que uma máquina projectada para o modo de funcionamento quadrilateral utiliza geralmente enrolamentos concentrados, o que resulta numa densidade linear de corrente superior que a permissível com a utilização de enrolamentos distribuídos, para a mesma estrutura estatórica, pelo que a potência poderá ser superior. Noutro trabalho, Krishnan (2010) conclui que a potência no modo quadrilateral é 15,4% superior que no modo sinusoidal, em igualdade de perdas Joule e em igualdade de valores máximos das fem induzidas nos dois modos de funcionamento, ou seja,

$$\begin{cases} I^{(qd)} = \sqrt{3/2}I \\ E^{(qd)} = \sqrt{2}E \end{cases}. \quad (3.38)$$

Daqui,

$$\frac{P_{\text{elm}}^{(qd)}}{P_{\text{elm}}} = \frac{2E^{(qd)}I^{(qd)}}{3EI} \approx 1,154. \quad (3.39)$$

¹Para uma onda quadrada com um período de condução de 120°,

$$I = \left(\frac{2}{T} \int_0^{T/2} i^2(t) dt \right)^{1/2} = \left(\frac{\omega}{\pi} \int_{\pi/6\omega}^{5\pi/6\omega} I^{(p)2} dt \right)^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} I^{(qd)}.$$

Nas condições pré-estabelecidas do estudo efectuado em termos da razão de binários para os dois modos de funcionamento, a densidade linear de corrente utilizada é igual nas duas situações e a igualdade das amplitudes das fem só ocorre para coeficientes polares baixos, da ordem de 0,33, o que não é razoável na prática. Na opinião da autora, a igualdade de amplitudes das fem nos dois modos de funcionamento, como pré-estabelecido por Krishnan, requer volumes de materiais activos distintos, o que não permite extrapolar os resultados por ele obtidos, e reproduzidos em (3.39), para a densidade de binário nos dois modos de funcionamento.

A análise comparativa efectuada, com os resultados obtidos em (3.36) e (3.37), é direccionada para a máquina eléctrica *per si*. Contudo, o desempenho global de um sistema de accionamento não se restringe à máquina eléctrica, sendo necessário considerar o conversor electrónico de energia ao qual a máquina está acoplada, que tem requisitos e perdas distintas nos dois modos de funcionamento. Os requisitos do conversor electrónico de energia para os dois modos de funcionamento são sumariados de forma qualitativa, nas seguintes observações:

- Para os dois modos de funcionamento pode ser utilizado um inversor trifásico convencional com seis transístores, embora com esquemas de funcionamento diferentes. No modo quadrilateral, o sinal de comutação da corrente tem que ser gerado seis vezes durante um período eléctrico. Os sinais de comutação são obtidos a partir de um sensor de posição rotórico, cuja resolução tem que ser só a correspondente a 60° eléctricos. Em contrapartida, no modo de funcionamento sinusoidal o controlador necessita de informação praticamente contínua para construir os comandos das formas de onda da corrente sinusoidal; na prática, é utilizada uma resolução correspondente a 10° eléctricos, o que eleva o custo associado aos sensores de posição comparativamente aos requeridos no modo de funcionamento quadrilateral (Sebastian, *et al.*, 2004). Todavia, no modo de funcionamento sinusoidal, utilizando-se a técnica de controlo razão tensão-frequência constante, é dispensada a informação da posição rotórica (Morimoto, *et al.*, 1991).
- No modo de funcionamento quadrilateral, em qualquer instante só duas fases estão activas, em oposição à técnica PWM utilizada no modo sinusoidal, com controlo individual das

correntes das três fases em simultâneo. As perdas devidas à condução e comutação no modo de funcionamento quadrilateral são significativamente inferiores e o tempo existente para arrefecimento dos dispositivos de estado sólido é superior, o que aumenta a fiabilidade destes, comparativamente ao modo de funcionamento sinusoidal.

- No motor de IPFA quadrilateral, podem surgir problemas na obtenção de um binário suficiente a velocidades elevadas, pois a diferença entre a tensão nos terminais da máquina e a fem pode não ser suficiente para que a corrente atinja a amplitude necessária e, neste caso, o binário é reduzido drasticamente.

Torna-se, assim, evidente que a escolha do modo de funcionamento não pode ser ditado exclusivamente pela máquina, pois o tipo de controlador e o esquema de funcionamento do conversor electrónico de energia têm implicações no custo da solução final e nas perdas totais do sistema, que podem contrariar a maior densidade de binário das máquinas sinusoidais.

De salientar ainda que, no modo de funcionamento quadrilateral, as oscilações do binário em torno do valor médio são elevadas comparativamente ao modo de funcionamento sinusoidal, devido à comutação das correntes e a possíveis desvios na forma de onda da fem da forma quadrilateral. Aplicações que exijam um desempenho elevado deste parâmetro e/ou a redução de vibração e do ruído beneficiam da utilização da máquina no modo de funcionamento sinusoidal.

3.4. EQUAÇÕES DE DIMENSIONAMENTO BÁSICAS

O projecto de máquinas eléctricas obedece necessariamente a um processo iterativo, no qual o estabelecimento das dimensões principais da máquina, enquanto variáveis iniciais, resulta classicamente de regras empíricas e da experiência do projectista. Nesta secção pretende-se fundamentar a estimação das dimensões principais da máquina de IPFA. A dimensão do diâmetro externo, juntamente com a razão de diâmetros, fixa as principais dimensões radiais da máquina enquanto o projecto magnético básico permite estimar as suas dimensões axiais.

Ao longo desta secção, o dimensionamento é orientado para o modo de funcionamento sinusoidal da máquina de IPFA com a estrutura duplo entreferro, rotor interno e com os ímanes dispostos nas superfícies do rotor. O dimensionamento básico para outras estruturas é estabelecido de forma análoga.

3.4.1. Razão de diâmetros

Retoma-se aqui a equação do binário electromagnético (3.11), definida na secção 3.2.1:

$$T_{\text{elm}} = \pi k_w A_{\text{in}} \alpha_m B_{\text{max}} r_{\text{in}} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2). \quad (3.40)$$

A razão de diâmetros, k_D , é definida por

$$k_D = \frac{D_{\text{in}}}{D_{\text{out}}} = \frac{r_{\text{in}}}{r_{\text{out}}}, \quad (3.41)$$

onde D_{out} e D_{in} são os diâmetros externo e interno dos núcleos de ferro dos estatores.

Introduzindo este factor dimensional em (3.11), a equação do binário é reescrita na seguinte forma:

$$T_{\text{elm}} = \pi k_w A_{\text{in}} \alpha_m B_{\text{max}} r_{\text{out}}^3 (k_D - k_D^3). \quad (3.42)$$

A partir de (3.42), é possível obter a razão de diâmetros que maximiza o binário:

$$\frac{dT_{\text{elm}}}{dk_D} = 0 \Leftrightarrow k_{D,\text{opt}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \approx 0,58. \quad (3.43)$$

A implementação prática da razão de diâmetros de ordem de grandeza da que maximiza o binário electromagnético nem sempre é possível. A disposição dos enrolamentos nas estruturas estatóricas pode ser comprometida se o espaço disponível entre o raio interno e o veio da máquina for pequeno, para alojar as partes não activas dos enrolamentos. O volume e comprimento das partes não activas dos enrolamentos são consideravelmente grandes quando se utilizam enrolamentos distribuídos. A utilização de enrolamentos concentrados ou de enrolamentos

toroidais permite reduzir o comprimento dos condutores não activos e, conseqüentemente, os requisitos em termos de espaço entre o veio da máquina e o raio interno do estator (Figura 3.10).

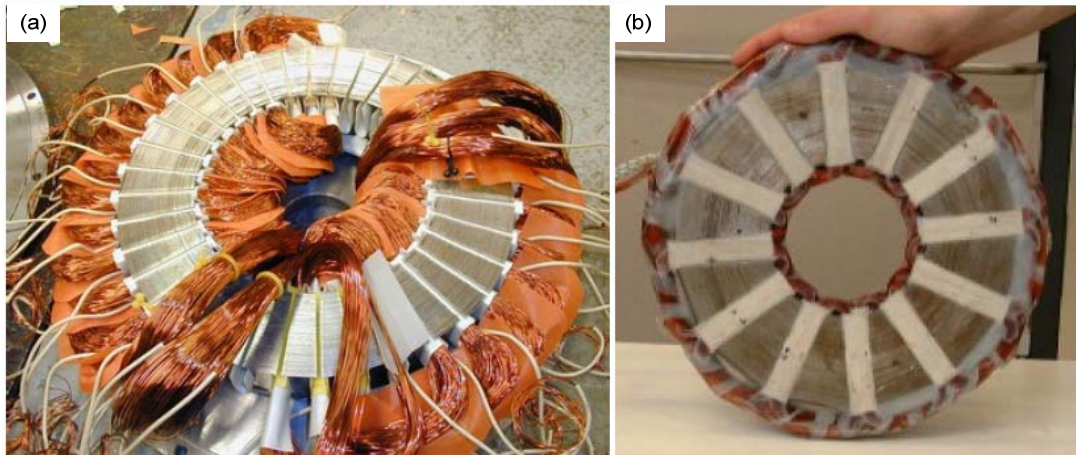


Figura 3.10: Espaço disponível para a disposição dos enrolamentos entre o veio da máquina e o raio interno; (a) enrolamento a duas camadas com uma ranhura por pólo e por fase; (b) enrolamento concentrado num estator com $k_D < 0,6$ [Figura original de Parviainen (2005), p. 23].

Podem ainda surgir limitações relacionadas com a largura dos dentes; do ponto de vista do projecto da máquina, é conveniente que a largura dos dentes não seja uniforme ao longo do raio activo da máquina, para que a largura das ranhuras seja constante. Razões de diâmetros pequenas podem conduzir a uma largura dos dentes excessivamente grande no raio externo e demasiado pequena no raio interno. A utilização de uma largura dos dentes pequena no raio interno da máquina torna a estrutura estatórica mecanicamente frágil e conduz a uma saturação excessiva do material ferromagnético naquela zona. Configurações que utilizem estatores sem ranhuras permitem a utilização de razões de diâmetros mais baixas que aquelas que utilizam os estatores ranhurados.

A razão de diâmetros “óptima”, sugerida por (3.43), baseia-se unicamente na maximização do binário electromagnético. A razão de diâmetros pode também ser utilizada para maximizar outras características da máquina. Caricchi, *et al.* (1994) apresentaram um valor optimizado de $k_D = 0,63$ para uma máquina de fluxo axial toroidal, maximizando, simultaneamente, o binário e a densidade de binário. Num outro trabalho, ainda sobre a configuração toroidal, realizado por Huang, *et al.*

(2001), a maximização da densidade de potência é obtida para razões de diâmetros na ordem de 0,35 e 0,46, para as topologias Norte-Sul e Norte-Norte, respectivamente.

3.4.2. Diâmetro externo

O dimensionamento do diâmetro externo é estabelecido com base nas equações obtidas ao longo das secções 3.2.2 e 3.2.3, avaliadas no diâmetro médio da máquina,

$$D_{\text{med}} = \frac{1}{2}(D_{\text{out}} + D_{\text{in}}) = \frac{D_{\text{out}}}{2}(1 + k_D). \quad (3.44)$$

O valor máximo da densidade linear de corrente, avaliada no diâmetro médio da máquina, é

$$A_{\text{max}} = \frac{2\sqrt{2}mN_f I}{\pi D_{\text{med}}} = \frac{4\sqrt{2}mN_f I}{\pi D_{\text{out}}(1 + k_D)}. \quad (3.45)$$

O valor eficaz da fem induzida numa fase de um estator devida à componente fundamental da distribuição da indução magnética associada ao sistema de excitação, de acordo com as equações (3.12) e (3.15), é,

$$E = \frac{\sqrt{2}\pi}{16} k_w N_f \frac{\omega}{p} \alpha_m B_{\text{max1}} D_{\text{out}}^2 (1 - k_D^2). \quad (3.46)$$

Exprimindo a velocidade angular de rotação, $\omega_r = \omega/p$, em rotações por minuto, ou seja,

$$n_r = \frac{\omega}{p} \frac{60}{2\pi}, \quad (3.47)$$

a equação (3.46), é reescrita da seguinte forma:

$$E = \frac{\sqrt{2}}{16} \frac{\pi^2}{30} k_w N_f n_r \alpha_m B_{\text{max1}} D_{\text{out}}^2 (1 - k_D^2). \quad (3.48)$$

A potência aparente electromagnética, nos dois entreferros da máquina, é

$$S_{\text{elm}} = m2EI. \quad (3.49)$$

Para a ligação em série dos dois estatores, a fem total é $2E$ e para a ligação em paralelo a intensidade de corrente é $2I$.

Substituindo as equações (3.45) e (3.48) na expressão da potência aparente electromagnética, obtém-se

$$S_{\text{elm}} = k'_D k_w n_r \alpha_m B_{\text{max}1} A_{\text{max}} D_{\text{out}}^3, \quad (3.50)$$

com

$$k'_D = \frac{1}{32} \frac{\pi^3}{30} (1 - k_D^2) (1 + k_D). \quad (3.51)$$

A potência activa útil da máquina, P , em função da potência aparente electromagnética, é (Gieras, *et al.*, 2004):

$$P = \eta \varepsilon \cos \varphi S_{\text{elm}}, \quad (3.52)$$

onde η e $\cos \varphi$ são o rendimento da máquina e o factor de potência e ε é a razão entre os valores por fase da tensão nos terminais da máquina e a fem em vazio, $\varepsilon = U/E^1$.

Substituindo (3.50) em (3.52), obtém-se a seguinte equação para a potência útil

$$P = \eta \varepsilon \cos \varphi k'_D k_w n_r \alpha_m B_{\text{max}1} A_{\text{max}} D_{\text{out}}^3. \quad (3.53)$$

Esta equação de dimensionamento básica permite estimar o diâmetro externo da máquina de IPFA para uma determinada potência, com base nas especificações eléctrica e magnética pré-definidas dentro dos valores admissíveis típicos (densidade linear de corrente e indução magnética máxima no entreferro, respectivamente). A densidade linear de corrente é imposta pelo tipo de arrefecimento da máquina e a indução magnética máxima é determinada pelo material magnético permanente a utilizar.

¹ $\varepsilon > 1$ para o funcionamento como motor e $\varepsilon < 1$ para o funcionamento como gerador.

Na Figura 3.11, apresenta-se a evolução do diâmetro externo em função da potência útil e da razão de diâmetros, k_D . Fixando a razão de diâmetros no valor “ótimo”, o diâmetro externo é avaliado em função da potência útil e da velocidade de rotação, de acordo com a Figura 3.12.

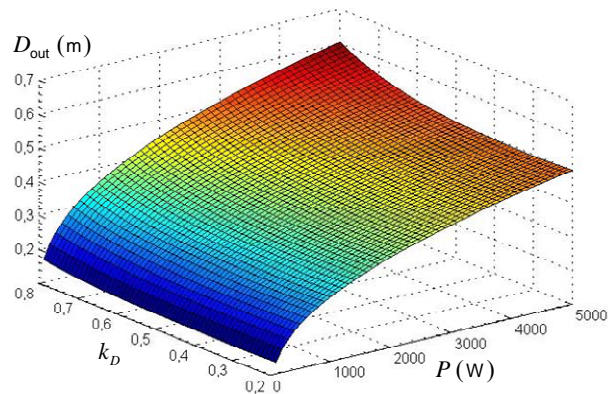


Figura 3.11: Diâmetro externo em função da potência útil e da razão de diâmetros, k_D ; $k_w \eta \cos \varphi = 0,8$; $\varepsilon = 0,9$; $n_r = 300 \text{ min}^{-1}$; $\alpha_m = 2/\pi$; $B_{\max 1} = 1 \text{ T}$; $A_{\max} = 8 \text{ kA/m}$.

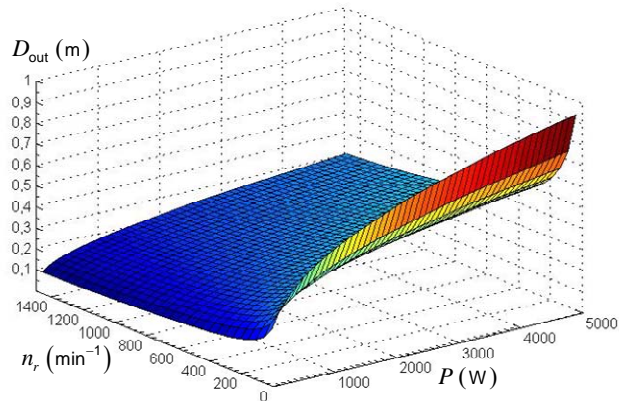


Figura 3.12: Diâmetro externo em função da potência útil e da velocidade de rotação; $k_w \eta \cos \varphi = 0,8$; $\varepsilon = 0,9$; $k_D = 1/\sqrt{3}$; $\alpha_m = 2/\pi$; $B_{\max 1} = 1 \text{ T}$; $A_{\max} = 8 \text{ kA/m}$.

Dado que $D_{\text{out}} \propto \sqrt[3]{P}$, o diâmetro externo aumenta lentamente com o aumento da potência, o que é um indicador favorável para a utilização da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial em aplicações com potências médias ou elevadas. Da análise dos resultados da Figura 3.12, verifica-se que os requisitos em termos de diâmetro externo diminuem com o aumento da velocidade.

3.4.3. Dimensões axiais

As dimensões axiais, definidas na Figura 3.13, com o passo polar e a largura do pólo avaliados para o diâmetro médio da máquina, definido por (3.44), são estimadas através de um projecto magnético simplificado.

A ponto de funcionamento dos ímanes permanentes, (H_m, B_m) , é imposto pela linha de carga do circuito magnético, obtida por aplicação da lei de Ampère ao circuito em análise, que, na hipótese simplificativa da permeabilidade infinita do ferro macio dos estatores, é

$$4H_m l_m + 4Hg = 0, \quad (3.54)$$

sendo H o campo magnético no entreferro.

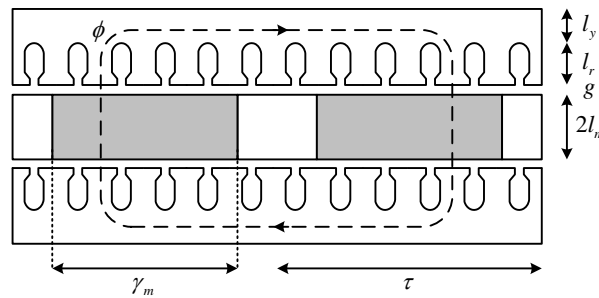


Figura 3.13: Sector axial planificado no diâmetro médio da máquina de IPFA com duplo entreferro e rotor interno.

Considerando que não há componente tangencial da indução magnética no entreferro, tal que a indução máxima é $B_{\max} = B_m$, e atendendo a que o fluxo magnético é conservativo, sujeito à hipótese simplificativa de o fluxo de fugas ser nulo, o fluxo que os ímanes estão a fornecer, ao longo de um comprimento infinitesimal na direcção radial, dr , em torno do diâmetro médio, é

$$d\phi_m = B_m \gamma_m dr = B_{\text{med}} \tau dr, \quad (3.55)$$

donde resulta

$$B_{\text{med}} = \frac{\gamma_m}{\tau} B_m = \alpha_m B_m. \quad (3.56)$$

Atendendo à equação constitutiva no espaço do entreferro, $B = \mu_0 H$, e substituindo (3.56) em (3.54), obtém-se a linha de carga do circuito magnético,

$$\frac{B_m}{\mu_0 H_m} = -\frac{l_m}{g\alpha_m}. \quad (3.57)$$

A intersecção da linha de carga com a característica de desmagnetização dos ímanes, modelada pela equação

$$B_m = \mu_0 H_m + B_r, \quad (3.58)$$

define o ponto de funcionamento estático dos ímanes, como representado na Figura 3.14. Neste modelo dos ímanes assume-se que a característica de desmagnetização é linear em toda a sua extensão e que a permeabilidade relativa de restabelecimento, $\mu_{r,rec}$, é unitária.

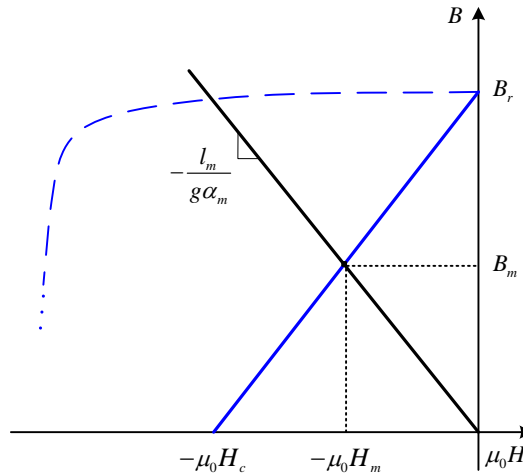


Figura 3.14: Característica de desmagnetização dos ímanes permanentes e linha de carga do circuito magnético.

A consideração do ferro do estator sujeito à saturação, com uma permeabilidade relativa finita, e do fluxo de fugas dos ímanes é ponderada frequentemente através de factores de correcção (Campbell, 1994), tal que

$$k_{sat} = \frac{\mathcal{F}_m}{\mathcal{F}_{m,u}} > 1, \quad (3.59)$$

$$k_\phi = \frac{\phi_m}{\phi_{m,u}} > 1, \quad (3.60)$$

sendo \mathcal{F}_m a fmm devida aos ímanes, $\mathcal{F}_{m,u}$ a fmm útil no entreferro, ϕ_m o fluxo que os ímanes fornecem e $\phi_{m,u}$ o fluxo útil.

O efeito destes factores no ponto de funcionamento dos ímanes traduz-se na modificação das equações (3.54) e (3.56) para

$$H_m l_m + k_{sat} H g = 0, \quad (3.61)$$

$$\alpha_m B_m = k_\phi B_{med}, \quad (3.62)$$

respectivamente, o que resulta na modificação da linha de carga para

$$\frac{B_m}{\mu_0 H_m} = -\frac{k_\phi}{k_{sat}} \frac{l_m}{g \alpha_m}. \quad (3.63)$$

Da análise de (3.61) e (3.62), verifica-se que uma queda significativa da fmm no ferro do estator pode ser compensada aumentando o comprimento dos ímanes na direcção axial e uma redução excessiva do fluxo magnético no entreferro devido ao fluxo de fugas é compensado com o aumento do coeficiente polar. A inclusão destes efeitos no projecto magnético da máquina é tratada no Capítulo 4.

A análise simplificada do circuito magnético permite estimar o comprimento axial dos ímanes permanentes, que em função da indução de remanência dos ímanes e da indução magnética no entreferro pretendida, obtido por manipulação das equações (3.54) (3.56) e (3.58), é

$$l_m = \frac{g \alpha_m}{\frac{B_r}{B_{med}} \alpha_m - 1}. \quad (3.64)$$

O comprimento axial do núcleo do ferro do estator, l_y , é determinado atendendo à restrição da indução magnética máxima permissível no ferro macio, imposta pela indução de saturação, B_s . Para induções de trabalho no ferro do estator da ordem de grandeza da indução de saturação, a permeabilidade decresce rapidamente, o que se traduz em elevadas quedas da fmm.

Sendo o fluxo máximo no entreferro $d\phi_{\max} = \tau\alpha_m B_{\max} dr$ e o fluxo máximo admissível no ferro do estator $d\phi_y = l_y B_s dr$, o comprimento mínimo do ferro do estator é avaliado atendendo que $\phi_{\max} = 2\phi_y$, ou seja,

$$l_y = \frac{\tau\alpha_m B_{\max}}{2B_s}. \quad (3.65)$$

A determinação das dimensões axiais da máquina foi efectuada desprezando o efeito das ranhuras no valor da indução magnética no entreferro. O aumento da relutância do entreferro nas zonas das ranhuras conduz a valores da indução magnética inferiores aos obtidos na ausência daquelas. A inclusão do efeito das ranhuras na indução magnética é realizado através do coeficiente de Carter, substituindo o comprimento do entreferro físico, g , por um entreferro maior, dado por

$$g_C = k_C g. \quad (3.66)$$

A determinação do coeficiente de Carter é apresentada no Anexo A e a sua utilização pressupõe o conhecimento das grandezas associadas às ranhuras, viável após a definição do circuito eléctrico da máquina.

3.5. ANÁLISE COMPARATIVA ENTRE AS MÁQUINAS DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL E RADIAL

Uma análise comparativa entre máquinas com topologias díspares é sempre controversa devido à existência de variáveis estruturais não duais, que se procura minimizar através de uma escolha adequada das topologias adoptadas para as máquinas. Assim, a análise comparativa aqui proposta, é realizada em termos das densidades de binário da máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA), com um entreferro, e da máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Radial (IPFR), com o rotor interno.

Ambas as configurações utilizam os ímanes permanentes dispostos na superfície rotórica, admitindo que daí resulta a mesma forma de onda da indução magnética no entreferro e desprezam-se as componentes harmónicas daquela, para o modo de funcionamento sinusoidal das duas máquinas.

O modelo comparativo utiliza as equações de dimensionamento da máquina de IPFA obtidas na secção anterior, adaptadas à topologia agora em estudo, com as dimensões propostas na Figura 3.15 (a), e a seguir reproduzidas:

- binário electromagnético,

$$T_{\text{elm}}^{(A)} = \frac{\pi^2}{8} k_w A_{\text{max}}^{(A)} \alpha_m B_{\text{max1}} r_{\text{out}}^3 (1 - k_D^2) (1 + k_D) \sin \delta ; \quad (3.67)$$

- comprimento do núcleo de ferro do estator, igual ao do núcleo ferro magnético macio do rotor,

$$l_y^{(A)} = \frac{\pi r_{\text{out}} (1 + k_D) \alpha_m B_{\text{max1}}}{4 p B_s} ; \quad (3.68)$$

- comprimento dos ímanes e do entreferro, expressos em função do comprimento do núcleo do estator, através de um coeficiente k_{mg} , tal que

$$l_m^{(A)} + g = k_{mg} l_y^{(A)} ; \quad (3.69)$$

- volume da máquina, excluindo os enrolamentos não activos e o volume do ferro ranhurado,

$$V^{(A)} = \pi r_{\text{out}}^2 (2 + k_{mg}) l_y^{(A)} ; \quad (3.70)$$

Das equações anteriores, a densidade de binário da máquina de IPFA, com um entreferro, é

$$\xi^{(A)} = \frac{p k_w A_{\text{max}}^{(A)} \alpha_m B_{\text{max1}} (1 - k_D^2) \sin \delta}{2 (2 + k_{mg}) \frac{B_{\text{max1}} \alpha_m}{B_s}} . \quad (3.71)$$

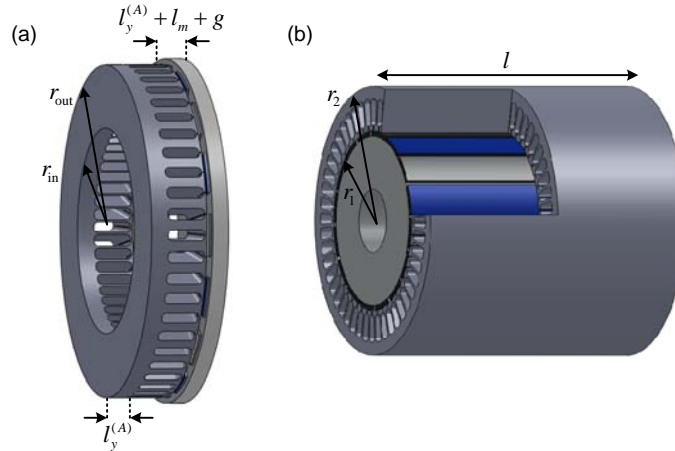


Figura 3.15: Dimensões das máquinas de ímãs permanentes; (a) máquina de IPFA; (b) máquina de IPFR.

As equações de dimensionamento da máquina de IPFR, estabelecidas em função das dimensões representadas na Figura 3.15 (b), são obtidas de forma similar que as da máquina axial, resultando sucessivamente:

- densidade linear de intensidade de corrente máxima,

$$A_{\max}^{(R)} = \frac{\sqrt{2}mN_f I}{\pi r_1}; \quad (3.72)$$

- valor máximo da fem induzida,

$$E_{\max}^{(R)} = \omega_r k_w N_f \pi r_1 l \alpha_m B_{\max 1}; \quad (3.73)$$

- binário electromagnético,

$$T_{\text{elm}}^{(R)} = \frac{\pi^2}{2} k_w r_1^2 l A_{\max}^{(R)} \alpha_m B_{\max 1} \sin \delta; \quad (3.74)$$

- comprimento radial do estator, desprezando o comprimento das ranhuras,

$$r_2 - r_1 = \frac{\pi r_1 \alpha_m B_{\max 1}}{2 p B_s}; \quad (3.75)$$

- volume da máquina, excluindo os enrolamentos não activos e o volume de ferro ranhurado,

$$V^{(R)} = \pi r_1^2 \left(1 + \frac{\pi \alpha_m B_{\max 1}}{2pB_s} \right)^2 l. \quad (3.76)$$

A densidade de binário da máquina de IPFR é

$$\xi^{(R)} = \frac{\pi k_w A_{\max}^{(R)} \alpha_m B_{\max 1} \sin \delta}{2 \left(1 + \frac{\pi \alpha_m B_{\max 1}}{2pB_s} \right)^2}. \quad (3.77)$$

Nos pressupostos de que as máquinas têm o mesmo coeficiente polar e o mesmo valor da amplitude da componente fundamental da indução magnética, como proposto anteriormente, que a indução de saturação do ferro macio é a mesma e que os enrolamentos conduzem a uma igualdade das densidades lineares máximas de intensidade de corrente, a razão entre as densidades de binário, obtida a partir de (3.71) e (3.77), é

$$\frac{\xi^{(A)}}{\xi^{(R)}} = \frac{p \left(1 + \alpha_m \frac{\pi B_{\max 1}}{2p B_s} \right)^2 (1 - k_D^2)}{\pi \alpha_m \frac{B_{\max 1}}{B_s} (2 + k_{mg})}. \quad (3.78)$$

Desta equação verifica-se que existem três variáveis que afectam a razão entre as densidades de binário das duas configurações: o número de pares de pólos, p , a razão entre a componente fundamental da indução magnética no entreferro e a indução de saturação do ferro macio, $B_{\max 1}/B_s$, e o coeficiente polar, α_m . A razão $B_{\max 1}/B_s$ apresenta valores típicos em gamas bem definidas, então $\xi^{(A)}/\xi^{(R)}$ é investigada em termos do coeficiente polar e do número de pares de pólos, cujos resultados são apresentados na Figura 3.16.

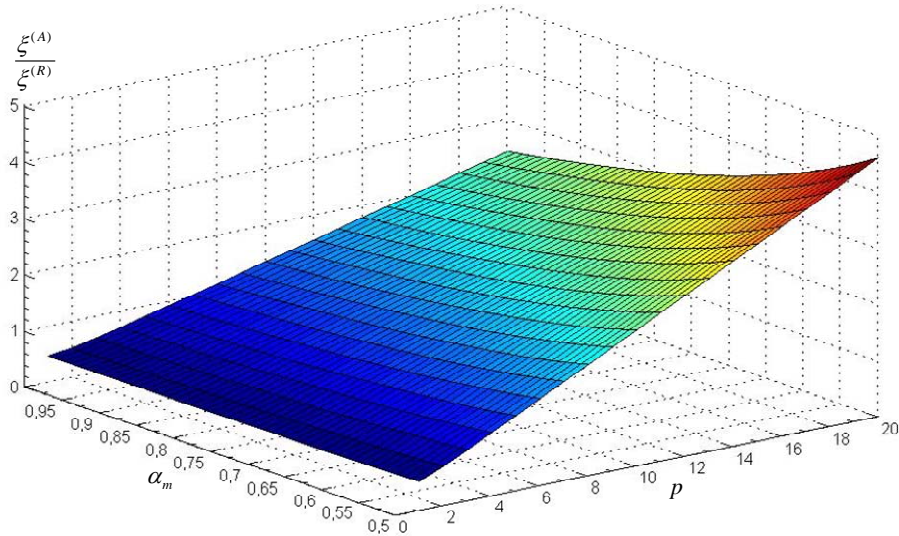


Figura 3.16: Razão entre as densidades de binário das máquinas de ímanes permanentes de fluxo axial e de fluxo radial; $B_{\max 1} / B_s = 0,67$; $k_D = 0,6$; $k_{mg} = 0,8$.

Dos resultados obtidos, verifica-se que a densidade de binário da máquina de IPFA atinge valores superiores à densidade de binário da máquina de IPFR a partir da utilização de quatro pares de pólos, desde que o coeficiente polar não exceda 0,8. Os coeficientes polares utilizados nas máquinas eléctricas são tipicamente inferiores àquele valor, de forma a minimizar o fluxo de fugas entre ímanes adjacentes, pelo que é possível generalizar a superior densidade de binário da máquina de IPFA para projectos com um número de pares de pólos superior a quatro. De referir ainda que o aumento da densidade de binário da máquina de IPFA comparativamente à da máquina de IPFR é mais evidente em projectos com um número elevado de pólos, quadruplicando para vinte pares de pólos, o que é um indicador favorável à sua utilização em aplicações de baixas velocidades, como já salientado em abordagens qualitativas anteriores.

3.6. RESUMO

Os fundamentos da máquina de IPFA, apresentados neste capítulo, foram direccionados para o estabelecimento preliminar do projecto, e forneceram o suporte para análises comparativas entre os modos de funcionamento sinusoidal e quadrilateral, assim como entre as configurações das máquinas de IPFA e IPFR.

A análise dos modos de funcionamento sinusoidal e quadrilateral da máquina eléctrica de IPFA assume particular relevância no conceito actual de produto eléctrico integrado, associado ao desacoplamento da máquina das grandezas eléctricas da rede através de um conversor electrónico de potência. Demonstrou-se que a densidade de binário da máquina é superior no modo de funcionamento sinusoidal, embora o modo de funcionamento quadrilateral implique um regime de exploração do conversor que pode inverter aquela vantagem.

O estabelecimento das equações dimensionais da máquina de IPFA, paralelamente ao dimensionamento da máquina de IPFR, sujeitos às mesmas hipóteses simplificativas, forneceu a base para uma análise comparativa entre as densidades de binário das duas configurações. A densidade de binário da máquina de IPFA é superior à da máquina de IPFR em projectos com um número de pares de pólos superior a quatro, quadruplicando em projectos com um número de pares de pólos da ordem de vinte. Esta particularidade da máquina de IPFA adequa-a aos sistemas de conversão de energia eólica com accionamento directo, atendendo às baixas velocidades que caracterizam o recurso primário.

REFERÊNCIAS

- Campbell, P.; 1994. Permanent Magnet Materials and their Application. Cambridge University Press. p. 207.
- Caricchi, F., *et al.*; 1994. Design and Construction of a Wheel-Directly-Coupled Axial-Flux PM Motor Prototype for EVs. In *IEEE Industry Applications Annual Meeting*. 2-6 October, 1994. pp. 254-261.
- Chan, C. C.; Chau, K. T.; 1997. An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 44, n.º 1 (February, 1997). pp. 3-13.
- Ferreira, A. P., "Problemática e Perspectivas da Utilização do Gerador de Ímanes Permanentes na Produção de Energia Eólica", M.Sc., in Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP): Porto, Portugal, 2000. p. 183.
- Gieras, J. F.; Wang, R.-J.; Kamper, M. J.; 2004. Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. Kluwer Academic Publishers. p. 340.
- Huang, S.; Aydin, M.; Lipo, T. A.; 2001. TORUS Concept Machines: Pre-Prototyping Design Assessment for Two Major Topologies. In *IEEE Industry Applications Conference, 36th IAS Annual Meeting*. Vol. 3, pp. 1619-1625.
- Krishnan, R.; 2010. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. CRC Press.
- Lipo, T. A.; Wang, F. X.; 1984. Design and Performance of a Converter Optimized AC Machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. IA-20, n.º 4 (July/August, 1984). pp. 834-844.
- Morimoto, S.; Hatanaka, K.; Tong, Y.; 1991. High Performance Servo Drive System of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor. In *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. pp. 463-468.
- Parviainen, A., "Design of Axial-Flux Permanent-Magnet Low-Speed Machines and Performance Comparison Between Radial-Flux and Axial-Flux Machines", Ph.D., in Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
- Sebastian, T.; Mir, S.; Mohammad, I.; 2004. Electric Motors for Automotive Applications. *EPE Journal*. Vol. 14, n.º 1 (February, 2004). pp. 31-37.
- Zhang, Z.; Jianbin, H.; Yangguang, Y.; 2010. Fault-Tolerant Characteristic Analysis of a New 12-phase PM brushless DC generator. In *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010)*. 6-8 September. 2010. pp. 1-5.

CAPÍTULO 4

PROJECTO ANALÍTICO DA MÁQUINA DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

ÍNDICE

4. Projecto Analítico da Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	107
4.1. Introdução.....	107
4.2. Modelo da Máquina de IPFA.....	108
4.3. Projecto Magnético.....	109
4.3.1. Funcionamento dinâmico dos ímanes permanentes.....	110
4.3.1.1. Variação da temperatura de funcionamento.....	111
4.3.1.2. Variação da linha de carga do circuito magnético	113
4.3.1.3. Modelo dos ímanes permanentes.....	115
4.3.2. Intensidade de corrente máxima admissível não desmagnetizante dos ímanes permanentes.....	116
4.3.3. Rede de relutâncias.....	119
4.3.3.1. Fluxo de fugas dos ímanes permanentes.....	122
4.3.3.2. Fluxo de fugas do entreferro	125
4.4. Projecto Eléctrico	127
4.4.1. Dimensionamento dos materiais activos do estator.....	128
4.4.2. Enrolamentos.....	132
4.4.2.1. Enrolamentos imbricados concentrados.....	133
4.4.2.2. Enrolamentos concentrados fraccionários.....	135
4.4.3. Cálculo da resistência por fase.....	137
4.4.4. Cálculo das indutâncias síncronas	139
4.4.4.1. Indutâncias de magnetização	140
4.4.4.2. Indutância de fugas do estator.....	143
4.4.4.3. Indutância mútua entre os estatores.....	144
4.5. Resumo	145
Referências.....	147

4. PROJECTO ANALÍTICO DA MÁQUINA DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

4.1. INTRODUÇÃO

Um dos objectivos deste trabalho é o estabelecimento de uma metodologia de projecto das máquinas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA). As particularidades da configuração axial das máquinas eléctricas introduzem especificidades na aplicação das ferramentas clássicas de projecto de máquinas eléctricas, que são tratadas e discutidas ao longo deste capítulo.

O projecto de uma máquina eléctrica não pode ser dissociado da aplicação a que se destina, pois esta introduz requisitos no desempenho e restrições nas variáveis que condicionam as decisões nos procedimentos a adoptar. O projecto é assim orientado para o funcionamento do gerador síncrono trifásico para os sistemas de conversão de energia eólica com accionamento directo, cujos requisitos foram introduzidos no Capítulo 1. A metodologia de projecto proposta tem como configuração de base a máquina de IPFA de duplo entreferro, rotor interno com estrutura não magnética e estatores de ferro laminado, sem perda de generalidade para outras configurações.

O domínio de validade do modelo linear dos ímanes permanentes é dependente do regime de funcionamento dinâmico a que aqueles são sujeitos. Esta análise precede o desenvolvimento de uma metodologia de cálculo, formalmente simples, das intensidades de corrente máximas admissíveis, para que não ocorra a desmagnetização daqueles.

O cálculo dos valores da indução magnética no ferro dos estatores e nos entreferros da máquina é implementado através de uma rede de relutâncias variáveis com o nível de saturação do ferro, o que define o circuito magnético equivalente. A inclusão dos fluxos de fugas dos ímanes no circuito equivalente encerra a discussão do projecto magnético analítico da máquina.

No projecto eléctrico da máquina, é realizado o dimensionamento dos materiais activos envolvidos assim como o dimensionamento das ranhuras, em função do tipo de enrolamentos. Por fim, é apresentado o cálculo dos parâmetros eléctricos da máquina, resistência por fase e indutâncias síncronas.

4.2. MODELO DA MÁQUINA DE IPFA

A configuração axial das máquinas de ímanes permanentes não confere à geometria daquelas um eixo de simetria para o estabelecimento de um modelo a duas dimensões, no pressuposto que na terceira dimensão as grandezas são invariáveis, ou seja, mapeando o sector orientado na direcção circunferencial no plano xy , coincidente com os percursos do fluxo útil num determinado raio da máquina, o passo polar e a largura polar são variáveis ao longo da dimensão z .

A utilização do plano circunferencial no diâmetro médio, quando o coeficiente polar é constante ao longo do raio da máquina, é suficiente na previsão do funcionamento e na determinação das principais dimensões da máquina, mas pode conduzir a previsões das perdas no ferro pouco precisas. De facto, para se maximizar o factor de preenchimento das ranhuras, estas devem ter dimensões constantes ao longo do raio útil da máquina, o que resulta numa geometria dos dentes variável naquela direcção, em que a área disponível para a circulação do fluxo aumenta desde o raio interno até ao raio externo (Figura 4.1).

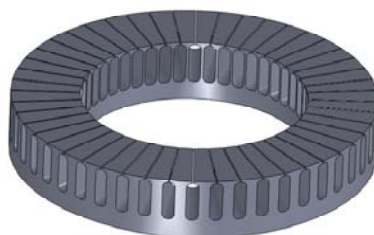


Figura 4.1: Estator de uma máquina de IPFA com uma geometria das ranhuras constante e largura dos dentes variável ao longo do raio útil.

A utilização de ímanes com formas que conduzam a coeficientes polares variáveis como as propostas na Figura 4.2 (b) e (c), em contraposição ao coeficiente polar constante associado à

forma dos ímanes da Figura 4.2 (a), introduz ainda uma maior distorção das grandezas magnéticas ao longo do raio útil da máquina, como se verá posteriormente no Capítulo 7.

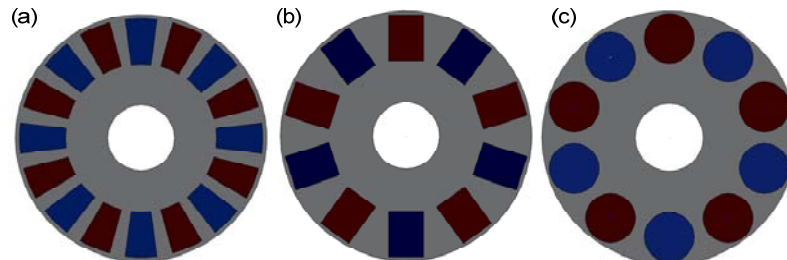


Figura 4.2: Formas dos ímanes das máquinas de IPFA; (a) coeficiente polar constante; (b) e (c) coeficiente polar variável.

O modelo da máquina de IPFA é melhorado utilizando vários planos circunferenciais ao longo do raio útil da máquina, admitindo que a cada plano corresponde, na direcção radial, uma distância Δr , tal que o volume de material activo total seja igual, como representado na Figura 4.3. Esta metodologia de modelação da máquina de fluxo axial é utilizada por Cvetkovski, *et al.* (2000) e Parviainen, *et al.* (2003). O número de planos de computação a utilizar depende do objectivo do modelo, da forma dos ímanes e da dimensão absoluta do raio útil e deve ser estabelecido através de uma análise de sensibilidade dos resultados ao aumento de Δr . A forma dos ímanes adoptada no estabelecimento das metodologias de projecto desenvolvidas neste trabalho é a correspondente à da Figura 4.2 (a), com um coeficiente polar constante, de forma a estabelecer-se um paralelismo com as equações do projecto preliminar, proposto no capítulo anterior.

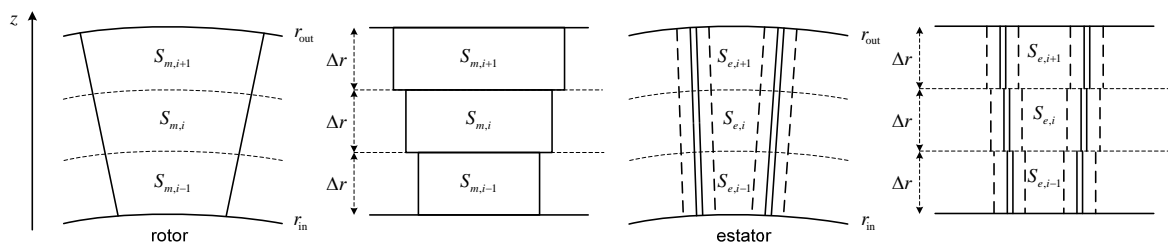


Figura 4.3: Definição da geometria dos materiais activos nos diferentes planos de computação da máquina de IPFA.

4.3. PROJECTO MAGNÉTICO

O circuito magnético equivalente da máquina em cada plano de computação, permite desenvolver um modelo preditivo simples, manipulável de forma idêntica a um circuito eléctrico. O fluxo

magnético é o dual da intensidade de corrente nos circuitos eléctricos, mas, ao contrário desta, aquele não está restrito a percursos pré-estabelecidos. A principal dificuldade no estabelecimento do circuito magnético equivalente é a definição precisa dos elementos que representam as regiões envolventes aos percursos principais do fluxo, responsáveis pelos fluxos de fugas.

A relutância de cada elemento é definida pela sua geometria e pelos parâmetros do material envolvido. Os ímanes permanentes e os enrolamentos do estator são modelados por fontes de corrente e/ou tensão, recorrendo aos equivalentes de Norton e/ou Thévenin. A ligação lógica destes elementos define a rede de relutâncias do modelo, cuja topologia é determinada pela direcção das linhas de fluxo na máquina e na sucessão geométrica dos vários elementos.

4.3.1. Funcionamento dinâmico dos ímanes permanentes

As propriedades magnéticas dos ímanes permanentes são passíveis de serem alteradas por qualquer combinação de influências externas, tais como variação da temperatura de funcionamento, variação da linha de carga do circuito magnético, campos desmagnetizantes, pressão, corrosão e/ou o tempo de exposição às condições adversas. Estas alterações podem ser:

- permanentes, quando existe degradação da microestrutura, que persistem mesmo que o material seja remagnetizado;
- irreversíveis, quando persistem após a causa ter sido removida, mas a curva de desmagnetização original pode ser restaurada, remagnetizando o material;
- reversíveis, quando reduzem temporariamente a magnetização de saturação, até que as condições iniciais sejam restabelecidas.

A dinâmica associada ao ponto de funcionamento dos ímanes permanentes é aqui descrita em função da variação da temperatura de funcionamento e da variação da linha de carga do circuito magnético.

4.3.1.1. Variação da temperatura de funcionamento

A magnetização espontânea dos ímanes permanentes de terras raras é função da temperatura de funcionamento, diminuindo com o aumento daquela, até ao limite máximo imposto pela temperatura de Curie, específica para cada material, e que define a transição entre o estado ferromagnético e o estado paramagnético, caracterizado por uma permeabilidade relativa muito próxima da unidade. A “desclassificação” das propriedades dos materiais magnéticos devido ao aumento da temperatura a que estão sujeitos pode ser reversível ou irreversível, dependendo essencialmente do valor do campo coercivo intrínseco, que, para os ímanes terras raras, diminui com o aumento da temperatura.

Como já foi referido, para um material magnético permanente caracterizado por um campo coercivo intrínseco superior à magnetização de saturação, $|H_{ci}| > M_s$, a característica de desmagnetização é linear no segundo quadrante e $H_{ci} < H_c$. Todavia, se $|H_{ci}| \leq M_s$, aquela deixa de ser linear e os campos coercivos intrínseco e normal são da mesma ordem de grandeza, $H_{ci} \approx H_c$.

Se ao ponto de funcionamento corresponder um campo magnético que atinja o valor do campo coercivo intrínseco, a magnetização reverte o sentido e a alteração é irreversível, ou seja, as condições iniciais de funcionamento só serão restauradas se o material for remagnetizado com um campo magnético superior a H_{ci} . Desde que o campo magnético esteja contido no intervalo $-H_{ci} < H < H_{ci}$, qualquer alteração na magnetização do material magnético é reversível.

A variação das propriedades magnéticas com a temperatura é ilustrada na Figura 4.4. Para uma determinada linha de carga, a variação da indução magnética é reversível até uma temperatura T_1 , embora o ponto de funcionamento \mathbf{b} se situe numa característica de desmagnetização a que corresponde uma redução do produto energético. Esta alteração é reversível, pois quando a temperatura retomar a temperatura ambiente, T_{amb} , as propriedades magnéticas recuperam os seus valores iniciais. Se a temperatura aumentar para um valor superior T_2 , o íman passa a

funcionar no ponto *c*, mas agora verifica-se uma perda irreversível na energia magnética: o retorno à temperatura ambiente resulta no funcionamento numa curva de desmagnetização com uma indução de saturação inferior à original, no ponto *d*. Uma remagnetização do íman permitirá repor o funcionamento no ponto *a*, à temperatura ambiente. Contudo, se ocorresse uma alteração permanente no íman à temperatura T_2 (degradação da microestrutura, e.g.), o funcionamento na curva original não poderia ser restabelecido através da remagnetização, e esta só permitiria aumentar a indução para o valor correspondente ao ponto *e*, também associado a uma redução da energia magnética comparativamente ao valor original (Campbell, 1994).

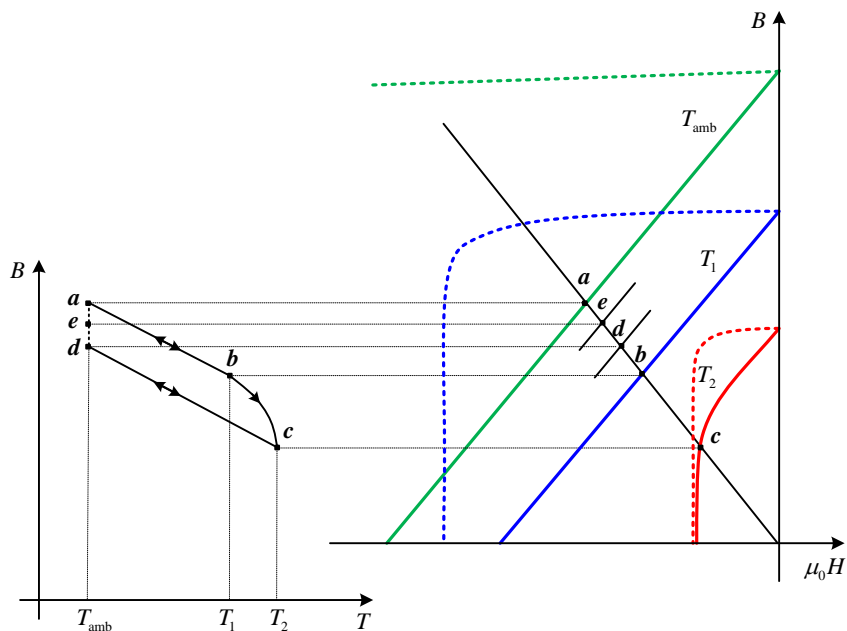


Figura 4.4: Variação da indução magnética com a temperatura [Figura adaptada de Campbell (1994), p. 68].

Para cada material magnético, é usual atribuir valores específicos às variações percentuais reversíveis da indução magnética e do campo coercivo intrínseco, por unidade de variação da temperatura, na gama que o íman terá que suportar em funcionamento normal, independentemente da temperatura original e do declive da linha de carga (Trout, 2001):

- coeficiente de temperatura reversível de B_r ,

$$\mathcal{G}_B = \frac{1}{B_r} \frac{\Delta B_r}{\Delta T} 100 \text{ e} \quad (4.1)$$

- coeficiente de temperatura reversível de H_{ci} ,

$$\mathcal{G}_H = \frac{1}{H_{ci}} \frac{\Delta H_{ci}}{\Delta T} 100. \quad (4.2)$$

Pela forma como são definidos, os coeficientes de temperatura pressupõem um comportamento linear, embora a variação das propriedades magnéticas com a temperatura não o seja. Assim, cada coeficiente deve ser acompanhado de uma gama específica de temperatura para que aqueles sejam expressivos. Calculados a partir da medida das características de desmagnetização a várias temperaturas de interesse, os coeficientes permitem estimar características de desmagnetização intermédias com boa precisão.

As alterações das propriedades magnéticas que ocorrem no íman são também dependentes da geometria do circuito magnético e os seus parâmetros dimensionais podem ser utilizados para controlar as excursões do ponto de funcionamento com a temperatura, por aumento do declive da linha de carga.

4.3.1.2. Variação da linha de carga do circuito magnético

Alterações da linha de carga do circuito magnético, quer por variação do declive, devido a alterações na geometria do circuito magnético, quer por variação da abcissa na origem, imposta pela presença de fmm no circuito magnético, impõem ao íman permanente um regime de funcionamento dinâmico, que se traduz em excursões do ponto de funcionamento do íman.

Se a característica de desmagnetização é linear, as excursões do ponto do funcionamento do íman no segundo quadrante traduzem-se em alterações reversíveis. Nas circunstâncias de funcionamento a que correspondam características de desmagnetização não lineares, se o ponto de funcionamento do íman se situar abaixo do joelho da característica de desmagnetização, associados a valores dos campos coercivos intrínseco e normal da mesma ordem de grandeza, aquele sofre alterações irreversíveis, só sendo possível restaurar as propriedades magnéticas originais, remagnetizando o material, o que não é praticável na maioria das aplicações.

$$\frac{dB}{dH} = \mu_0 \left(1 + \frac{dM}{dH} \right). \quad (4.3)$$

Se a magnetização M não for constante, então $dB/dH = \mu_0 \mu_{r,rec}$ e a intersecção da linha de restabelecimento com o eixo B ocorre para um valor inferior à indução de remanência da curva original, correspondente a $\mu_0 M_s$.

O declive das linhas de restabelecimento é uma característica fundamental de um íman permanente, explicitado pela permeabilidade magnética de restabelecimento relativa, $\mu_{r,rec} = 1 + dM/dH$, com valores típicos entre 1,03 a 1,05 para os ímanes de NdFeB (HitachiMetals, 2010).

A ordenada na origem da linha de restabelecimento, é determinada pelo valor mínimo da permeância do circuito externo e/ou pela acção desmagnetizante dos campos presentes, como exemplificado na Figura 4.5 pela linha de carga 4, utilizando as características de desmagnetização no sistema de coordenadas normalizado para as dimensões do íman, ou seja, fluxo magnético fornecido,

$$\phi_m = B_m S_m, \quad (4.4)$$

e a força magnetomotriz que lhe corresponde,

$$\mathcal{F}_m = H_m l_m, \quad (4.5)$$

sendo S_m e l_m a secção e o comprimento do íman, respectivamente.

4.3.1.3. Modelo dos ímanes permanentes

Definida a permeabilidade relativa de restabelecimento, $\mu_{r,rec}$, a característica de desmagnetização dos ímanes, na zona em que aquela é linear, é modelada por

$$B_m = \mu_0 \mu_{r,rec} H_m + B_r. \quad (4.6)$$

Utilizando (4.4) e (4.5) em (4.6), a característica de desmagnetização pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\phi_m = \mathcal{P}_m \mathcal{F}_m + \phi_r, \quad (4.7)$$

sendo \mathcal{P}_m a permeância interna do íman, dada por

$$\mathcal{P}_m = \frac{1}{\mathcal{R}_m} = \mu_0 \mu_{r,rec} \frac{S_m}{l_m}. \quad (4.8)$$

A equação (4.7) sugere como modelo para o íman permanente uma fonte de corrente em paralelo com uma permeância, ou o seu equivalente de Thévenin, de acordo com a Figura 4.6 (a) ou (b), respectivamente.

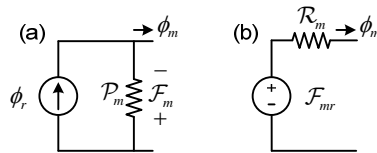


Figura 4.6: Modelos de um íman permanente; (a) equivalente de Norton; (b) equivalente de Thévenin.

No equivalente de Thévenin do modelo do íman permanente, a fmm \mathcal{F}_{mr} corresponde à força magnetomotriz em “circuito aberto”, ou seja, o circuito constituído unicamente pelo íman no vazio, a actuar através da relutância interna do íman, tal que

$$\mathcal{F}_{mr} = \phi_r \mathcal{R}_m = |H_c| l_m. \quad (4.9)$$

4.3.2. Intensidade de corrente máxima admissível não desmagnetizante dos ímanes permanentes

A amplitude máxima admissível da intensidade de corrente no estator que não desmagnetiza os ímanes permanentes, é, de acordo com o exposto anteriormente, aquela que conduz a uma força magnetomotriz desmagnetizante de forma a que ponto de funcionamento dos ímanes não ultrapasse o correspondente ao campo coercivo intrínseco. As características de desmagnetização dos ímanes de NdFeB são tipicamente lineares no 2.º quadrante, ou seja, $H_{ci} < H_c$ a

temperaturas de funcionamento baixas e intermédias, mas, com o aumento daquela, o material magnético pode trabalhar em curvas de desmagnetização não lineares. Como exemplo, as características de desmagnetização do material magnético permanente de NdFeB, classe N40UH, da Figura 2.14, sujeito a temperaturas superiores a 150 °C, são não lineares no segundo quadrante. Por este motivo, é desenvolvida uma metodologia que permite avaliar a intensidade de corrente máxima admissível nas duas situações: característica de desmagnetização não linear, $H_c \approx H_{ci}$, e linear, $H_{ci} < H_c$.

A metodologia utiliza o circuito magnético equivalente simplificado da máquina representado na Figura 4.7, correspondente a um comprimento infinitesimal na direcção radial, dr , no qual se assume que o ferro macio tem uma permeabilidade infinita. Nestes pressupostos, o circuito magnético equivalente obedece a

$$\mathcal{F}_{mr} - \mathcal{F}_l = (\mathcal{R}_m + \mathcal{R}_g) \phi_m. \quad (4.10)$$

com

$$\mathcal{R}_m = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_{r,rec} \gamma_m(r) dr}, \quad (4.11)$$

$$\mathcal{R}_g = \frac{gk_c}{\mu_0 \tau(r) dr} \text{ e} \quad (4.12)$$

$$\mathcal{F}_{mr} = \phi_r \mathcal{R}_m = B_r \gamma_m(r) dr \mathcal{R}_m. \quad (4.13)$$

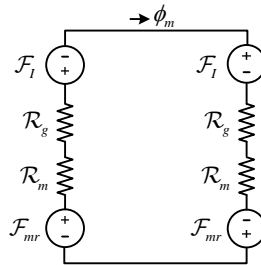


Figura 4.7: Circuito magnético equivalente simplificado da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial.

Quando as características de desmagnetização são não lineares, para que o ponto de funcionamento dos ímanes não ultrapasse o joelho da característica de desmagnetização, ponto **a** da Figura 4.8 (a), o fluxo mínimo que o íman pode fornecer corresponde a

$$\phi_m = \phi_{\min} = \mathcal{P}_m \mathcal{F}_{mci} + \phi_r, \quad (4.14)$$

com $\mathcal{F}_{mci} = H_{ci} l_m$.

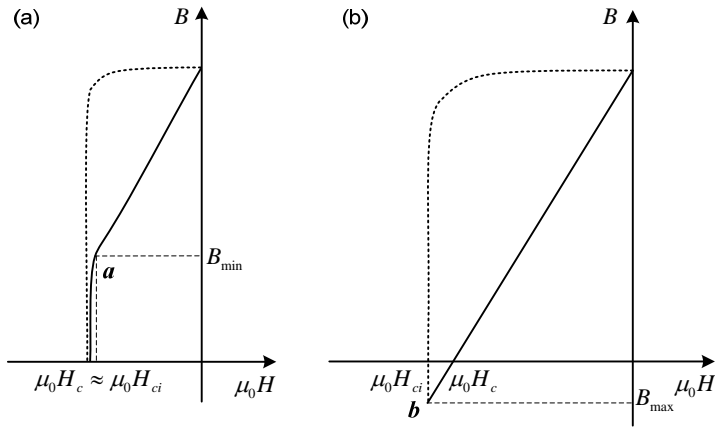


Figura 4.8: Pontos de funcionamento limite correspondentes à não desmagnetização de um íman permanente (a) com uma característica de desmagnetização não linear e (b) com uma característica de desmagnetização linear.

Substituindo as equações (4.11) a (4.14) na equação (4.10), obtém-se a fmm desmagnetizante máxima admissível para que os ímanes não sejam sujeitos a alterações irreversíveis:

$$\mathcal{F}_I = -H_{ci} \left(l_m + g k_C \mu_{r,rec} \alpha_m \right) - \frac{g k_C}{\mu_0} B_r \alpha_m. \quad (4.15)$$

Considerando agora a situação da característica de desmagnetização linear no segundo quadrante, a fmm desmagnetizante do estator pode deslocar o ponto de funcionamento dos ímanes até ao ponto **b** no 3º quadrante (Figura 4.8 (b)). Nesta situação, o fluxo magnético inverte o seu sentido relativamente à situação anterior, pelo que a equação do modelo magnético equivalente e o fluxo máximo que o íman pode fornecer, são, respectivamente,

$$\mathcal{F}_{mr} - \mathcal{F}_I = -(\mathcal{R}_m + \mathcal{R}_g) \phi_m \text{ e} \quad (4.16)$$

$$\phi_m = \phi_{\max} = (\mathcal{F}_{mci} - \mathcal{F}_{mc}) \mathcal{P}_m. \quad (4.17)$$

De forma análoga à situação anterior, obtém-se a fmm máxima admissível, dada por

$$\mathcal{F}_I = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_{r,rec}} B_r + (l_m + g k_C \mu_{r,rec} \alpha_m) (H_c - H_{ci}). \quad (4.18)$$

Para um enrolamento trifásico, a amplitude do termo fundamental da fmm por pólo, \mathcal{F}_I (derivada mais à frente, na secção 4.4.2.1.), é dada por

$$\mathcal{F}_I = \frac{3N_f I_{\max}}{\pi p}. \quad (4.19)$$

As equações (4.15) e (4.18), juntamente com (4.19), modelam as intensidades de corrente máximas admissíveis para que os ímanes não sejam sujeitos a alterações irreversíveis, nos casos de características de desmagnetização não lineares e lineares, respectivamente.

O modelo obtido é aplicável conhecidas as variáveis de projecto da máquina e as propriedades magnéticas dos ímanes permanentes. Como estas variam com a temperatura, os valores da indução remanente e dos campos coercivo e intrínseco a utilizar no modelo devem ser os correspondentes à temperatura de referência correspondente à classe de isolamento da máquina.

O modelo da intensidade de corrente máxima admissível é independente das dimensões radiais da máquina desde que o coeficiente polar seja constante ao longo do raio útil. Se o coeficiente polar variar, a intensidade de corrente máxima deve ser avaliada no raio a que corresponde o seu valor máximo. De referir ainda que não foi utilizado o factor de enrolamento na equação (4.19) propositadamente, para que o valor máximo da intensidade de corrente admissível, assim calculado, inclua uma margem de segurança. Os sistemas de protecção da máquina devem ser dimensionados para prevenir intensidades de corrente da ordem de grandeza das calculadas.

4.3.3. Rede de relutâncias

O cálculo dos valores da indução magnética no entreferro da máquina e no ferro do estator, de forma a avaliar se estes excedem a indução de saturação, é feito com recurso a um circuito magnético equivalente em que se considera finita a permeabilidade do ferro do estator. A não

linearidade da característica de magnetização do ferro magnético é introduzida no processo de cálculo através da implementação de um processo iterativo.

A rede de relutâncias utilizada explora a simetria axial da máquina de duplo entreferro, utilizando um estator e meio rotor, e corresponde a um par de pólos da máquina, de forma a satisfazer as condições de simetria correspondentes à situação da máquina em carga, impostas pelos enrolamentos. Na Figura 4.9 é apresentada a rede de relutâncias correspondente a um passo polar.

A rede de relutâncias assim definida permite prever a indução magnética em vários pontos da máquina, mas, devido à baixa densidade dos elementos modelados através de relutâncias, não é possível obter uma precisão similar à que se obtém através do modelo implementado através do método dos elementos finitos (Capítulo 6).

Os elementos da rede de relutâncias da Figura 4.9 são determinados da mesma forma que na secção anterior, através de

$$\mathcal{R}_i = \frac{l_i}{\mu_0 \mu_{r_i} w_i(r) \Delta r}, \quad (4.20)$$

onde μ_{r_i} é a permeabilidade relativa do material do elemento, l_i e $w_i(r)$ o comprimento e a largura de um dado elemento da máquina no plano seleccionado e Δr o comprimento radial do plano seleccionado.

O problema é formulado matricialmente através de

$$[\mathcal{F}] = [\mathcal{R}][\psi], \quad (4.21)$$

onde $[\mathcal{F}]$ é o vector das fmm, $[\mathcal{R}]$ é a matriz das relutâncias e $[\psi]$ é o vector dos fluxos magnéticos.

Para cada elemento da rede de relutâncias, e uma vez determinado o fluxo magnético a partir de (4.21), a indução magnética que lhe corresponde é avaliada através de

$$B_i = \frac{\phi_i}{w_i(r)\Delta r}. \quad (4.22)$$

A permeabilidade do ferro macio é variável com a frequência e com a indução magnética, sendo esta o resultado de (4.22), pelo que o valor final da indução magnética é obtido de forma iterativa. O modelo da variação da permeabilidade com a indução magnética, que resulta da característica BH do ferro laminado M470-50A¹ para frequências industriais, é apresentada na Figura 4.10 e aproximada por um polinómio de grau 5.

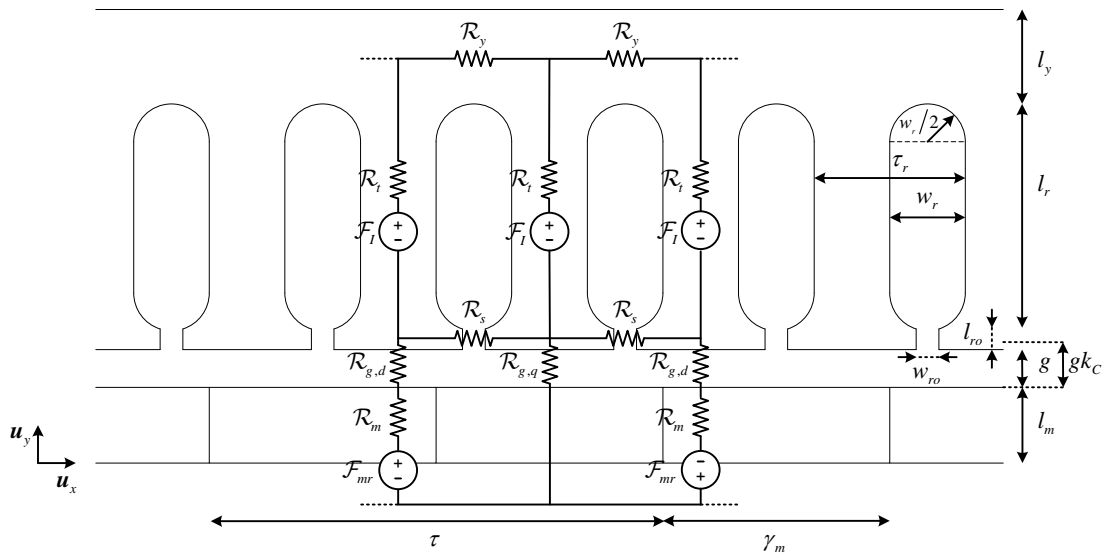


Figura 4.9: Rede de relutâncias da máquina ao longo de um passo polar. \mathcal{R}_y é a relutância de um elemento do núcleo do estator, \mathcal{R}_t é a relutância de um dente, \mathcal{R}_s é a relutância da abertura da ranhura, $\mathcal{R}_{g,d(q)}$ é a relutância do entreferro equivalente na direcção polar (interpolar), \mathcal{R}_m é a relutância interna correspondente a meio ímã, \mathcal{F}_i é a fmm devida ao enrolamento do estator e \mathcal{F}_{mr} é a fmm devida aos ímãs permanentes em “circuito aberto”.

Como critério de paragem do processo iterativo, impôs-se um número máximo de 50 iterações ou a condição do erro absoluto² $\|\mathcal{R}^k - \mathcal{R}^{k-1}\|_1 < 10^3$.

¹ De acordo com a EN 10106. As características do ferro utilizado no protótipo apresentado no Capítulo 7 não correspondem às do ferro utilizado no modelo implementado.

² $\|A\|_1 = \max_{j=1, \dots, n} \left\{ \sum_{i=1}^n |a_{ij}| \right\}$

A indução magnética correspondente à situação da máquina em vazio é avaliada com $\mathcal{F}_I = 0$. Para a situação da máquina em carga é utilizada a fmm resultante da distribuição dos enrolamentos, para uma estrutura com uma ranhura por pólo e por fase, de acordo com Figura 4.19 (b).

A rede de relutâncias assim definida, para o funcionamento em carga, também pode ser utilizada para determinar a intensidade de corrente máxima admissível associada à não desmagnetização dos ímanes, sem a simplificação da permeabilidade infinita do ferro magnético, mas o modelo apresentado na secção 4.3.2 é formalmente simples de implementar e permite uma boa aproximação àquele limite.

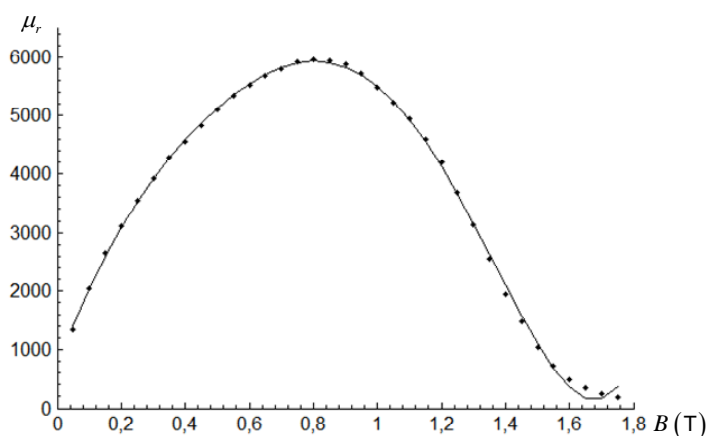


Figura 4.10: Permeabilidade relativa em função da indução magnética do ferro laminado M470-50A.

4.3.3.1. Fluxo de fugas dos ímanes permanentes

O modelo dos ímanes permanentes até aqui utilizado despreza o fluxo de fugas ao longo das superfícies paralelas ao eixo de magnetização, assumindo que todas as linhas de fluxo originárias num íman são perpendiculares às faces que definem os pólos. Na prática, devido aos fluxos de fugas nos próprios ímanes, o fluxo magnético não é constante ao longo do comprimento l_m , atingindo o valor máximo na secção transversal neutra (correspondente a $y = 0$) e é reduzido nas extremidades polares. O comportamento da fmm é oposto ao do fluxo, sendo mínimo na secção transversal neutra, como representado na Figura 4.11. Daqui resulta que secções do íman

perpendiculares à direcção de magnetização não são equipotenciais e o fluxo magnético, ϕ_m , não está só presente nas superfícies polares, pelo que

$$\phi_m = \phi'_{m,u} + \phi_{m,lk} , \quad (4.23)$$

onde $\phi'_{m,u}$ é o fluxo magnético útil nas superfícies polares e $\phi_{m,lk}$ é o fluxo de fugas do próprio íman.

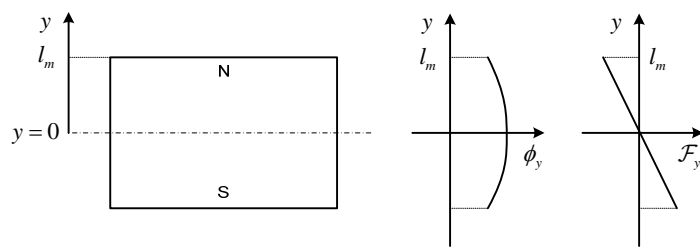


Figura 4.11: Distribuição do fluxo magnético e da fmm ao longo do comprimento axial do íman permanente [Figura adaptada de Gieras e Wing (2002), p. 47].

A determinação analítica dos fluxos de fugas dos ímanes só é possível simplificando os percursos através de linhas e/ou arcos, o que produz resultados aceitáveis (Qu, Lipo, 2004). Esta técnica é classicamente utilizada em todos os tipos de máquinas eléctricas (Lipo, 1998; Sudhoff, *et al.*, 2007) e é aqui adaptada à configuração da máquina de ímanes permanentes em análise, com os fluxos de fugas modelados através de permeâncias que são facilmente adicionadas ao modelo utilizado. Assim, para cada plano de computação, além do fluxo de fugas nos próprios ímanes supramencionado, é também modelado o fluxo entre ímanes adjacentes, como representado na Figura 4.12 (a), a que corresponde o modelo da rede de relutâncias representado na Figura 4.12 (b).

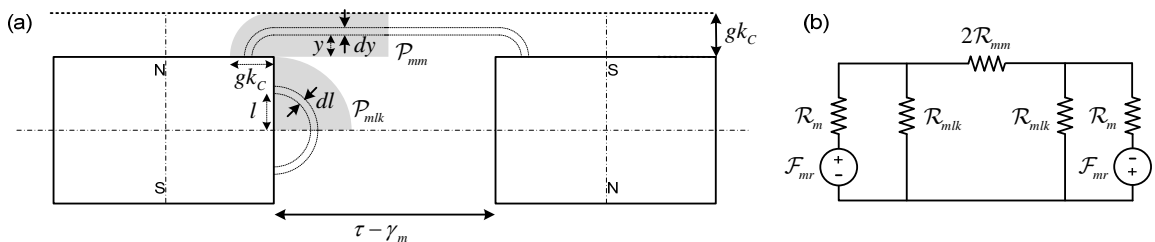


Figura 4.12: (a) Fluxo de fugas nos próprios ímanes e fluxo de fugas entre ímanes adjacentes. (b) Rede de relutâncias associada aos ímanes com a inclusão dos percursos dos fluxos de fugas.

O fluxo de fugas infinitesimal ao longo do arco de raio l e espessura dl é $d\phi_{m,lk} = \mathcal{F} d\mathcal{P}$, sendo a fmm \mathcal{F} dada por $H_m 2l < H_m 2l_m$, donde

$$\phi_{m,lk} = \int_0^{l_m} H_m 2l \mu_0 \frac{\Delta r}{\pi l} dl = H_m 2l_m \mu_0 \frac{\Delta r}{\pi}, \quad (4.24)$$

o que permite identificar a permeância de fugas do próprio íman, ou seja $\mu_0 \Delta r / \pi$. Ao volume do íman modelado na rede de relutâncias corresponderá a permeância

$$\mathcal{P}_{mlk} = \frac{\mu_0 2\Delta r}{\pi}. \quad (4.25)$$

O fluxo de fugas entre ímanes adjacentes é modelado através da permeância associada ao percurso de fugas entre eles, tal que

$$\mathcal{P}_{mm} = \int_0^{gk_c} \mu_0 \frac{2\Delta r dy}{\tau - \gamma_m + \pi y} = \mu_0 \frac{2\Delta r}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi}{\tau - \gamma_m} gk_c \right). \quad (4.26)$$

Desta equação, verifica-se que a coeficientes polares elevados correspondem valores da permeância superiores, o que conduz a fluxos de fugas entre ímanes adjacentes consideráveis, como seria expectável.

Em alternativa à actualização da rede de relutâncias da Figura 4.9 com a agora proposta através da Figura 4.12 (b), as permeâncias de fugas dos ímanes, \mathcal{P}_{mlk} e \mathcal{P}_{mm} , podem ser adicionadas ao modelo dos ímanes, como representado na Figura 4.13, o que simplifica o modelo global, sendo

$$\mathcal{R}_{m,eq}^{-1} = \mathcal{P}_{m,eq} = \mathcal{P}_m + \mathcal{P}_{mlk} + \mathcal{P}_{mm} \quad \text{e} \quad (4.27)$$

$$\mathcal{F}_{mr,eq} = \mathcal{R}_{m,eq} \phi_r. \quad (4.28)$$

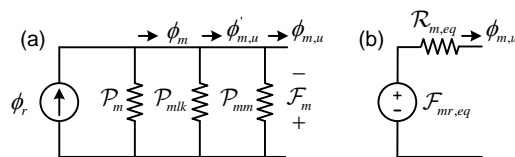


Figura 4.13: Modelo equivalente de um íman permanente, incluindo os fluxos de fugas; (a) equivalente de Norton; (b) equivalente de Thévenin.

Reúnem-se agora condições para calcular analiticamente o factor de correcção do fluxo útil, introduzido previamente na secção 3.4.3, através de

$$k_\phi = \frac{\phi_m}{\phi_{m,u}}. \quad (4.29)$$

De salientar que nos planos de computação correspondentes aos raios interno e externo, o modelo dos ímanes inclui as permeâncias correspondentes aos fluxos de fugas no próprio íman através das superfícies interna e externa, paralelas ao veio da máquina, tal que

$$\mathcal{P}_{mlk,\text{in(out)}} = \mathcal{P}_{mlk} + \mu_0 \frac{\gamma_{m,\text{in(out)}}}{\pi} e \quad (4.30)$$

$$\mathcal{P}_{mm,\text{in(out)}} = \mathcal{P}_{mm} + \mu_0 \frac{2l_m}{\pi} \ln \left(1 + \frac{\pi}{2} \frac{\gamma_{m,\text{in(out)}}}{\tau - \gamma_{m,\text{in(out)}}} \right). \quad (4.31)$$

4.3.3.2. Fluxo de fugas do entreferro

Cumulativamente aos fluxos de fugas magnético próprio e entre ímanes adjacentes, parte do fluxo que atravessa o entreferro é também de fugas, através da área da abertura das ranhuras, modelado na Figura 4.9 através da relutância \mathcal{R}_s .

Para geometrias da máquina com um passo de ranhura da ordem de grandeza da distância entre os ímanes, ou seja $\tau_r \geq \tau - \gamma_m$, o valor desta relutância é variável com a posição relativa entre o estator e o rotor, tal que

$$\mathcal{R}_{s,\text{min}} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{\tau_r - w_r}{l_{ro} \Delta r} e \quad (4.32)$$

$$\mathcal{R}_{s,\text{max}} = \frac{1}{\mu_0} \frac{w_{ro}}{l_{ro} \Delta r}, \quad (4.33)$$

correspondentes às duas posições relativas indicadas na Figura 4.14.

A relutância \mathcal{R}_s varia entre os limites indicados, desde que $\mu_r w_{ro} > \tau_r - w_r$, o que se verifica na generalidade das máquinas eléctricas, devido aos valores da permeabilidade relativa do ferro,

mesmo que os dentes do estator atinjam níveis de saturação consideráveis (cf. com a Figura 4.10).

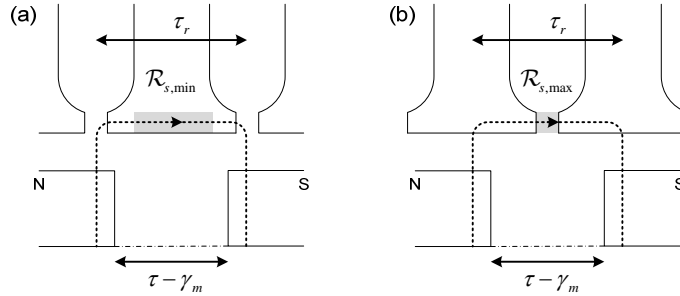


Figura 4.14: Relutâncias da abertura da ranhura, no percurso do fluxo de fugas do entreferro; (a) relutância mínima; (b) relutância máxima.

O modelo da variação de \mathcal{R}_s é incluído no modelo global da rede de relutâncias da máquina (Figura 4.9) admitindo uma variação linear ao longo de um período de variação da relutância, τ_r , utilizando o valor médio das relutâncias expressas por (4.32) e (4.33), ou seja,

$$\mathcal{R}_{s,\text{med}} = \frac{1}{2\mu_0 l_{ro} \Delta r} \left(w_{ro} + \frac{\tau_r - w_r}{\mu_r} \right). \quad (4.34)$$

Para a configuração e grandezas dimensionais da máquina em análise, a inclusão da variação da relutância $\mathcal{R}_{s,\text{med}}$ não introduz variações significativas nos resultados obtidos, mas em configurações em que o coeficiente polar e/ou o passo de ranhura sejam elevados, esta variação pode atingir valores consideráveis.

Na Figura 4.15 representa-se a variação do fluxo de fugas do entreferro para os dois limites da relutância \mathcal{R}_s , em função do coeficiente polar, sujeito à restrição $\tau_r = \tau - \gamma_m$, verificando-se um aumento significativo do fluxo de fugas do entreferro com o aumento do coeficiente polar, quando o percurso que lhe corresponde é modelado pela relutância mínima.

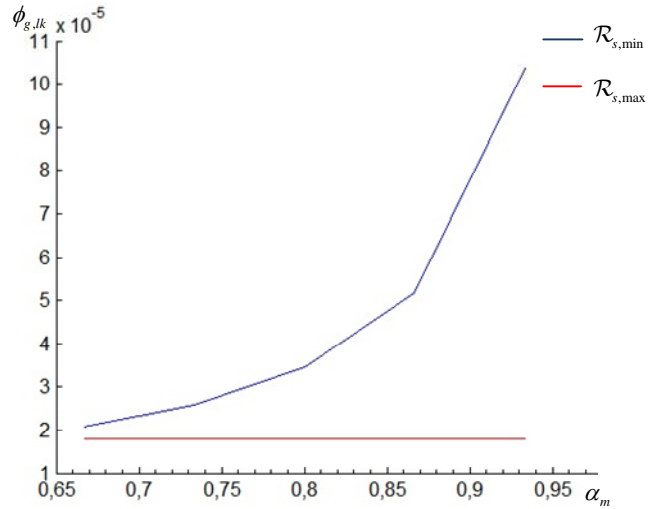


Figura 4.15: Variação do fluxo de fugas do entreferro em função do coeficiente polar, para as relutâncias mínima e máxima; $w_{ro} = l_{ro} = 0,2$ cm; $\Delta r = 0,717$ cm; $\mu_r = 300$; $\mathcal{F} = 2008$ A $w_r = \tau_r/2$; $1 < q < 5$.

4.4. PROJECTO ELÉCTRICO

O projecto dimensional do estator da máquina complementa o projecto preliminar realizado no capítulo anterior, sendo agora orientado para o dimensionamento das ranhuras, do volume de ferro necessário, do volume de cobre requerido e dos parâmetros eléctricos da máquina. As grandezas raios interno e externo da máquina, densidade linear de corrente e número de espiras por fase estão implícitas no projecto preliminar estabelecido no capítulo anterior, e a menos que tenham sido alteradas durante o projecto magnético, são aqui utilizadas como variáveis de entrada.

O número de espiras por fase necessário para se obter a amplitude da fem por fase requerida pelo projecto inicial é estimado através da equação (3.15),

$$E = \frac{\sqrt{2}}{2} k_w N_f \omega \phi_{\max}, \quad (4.35)$$

onde o fluxo magnético por pólo no entreferro da máquina devido unicamente ao sistema de excitação por ímanes permanentes, ϕ_{\max} , é obtido da rede de relutâncias, através de

$$\phi_{\max} = \sum_{i=1}^N (2\phi_{g,di} + \phi_{g,qi}), \quad (4.36)$$

em que N é o número de planos de computação utilizados e $\phi_{g,d(q)i}$ é o fluxo nas relutâncias $\mathcal{R}_{g,d(q)}$ em cada plano de computação. De salientar que, a indução magnética no entreferro sendo não sinusoidal, o fluxo abraçado pelas espiras e a fem por espira serão também não sinusoidais. Embora o conteúdo harmónico da fem possa ser reduzido com uma selecção adequada do tipo de enrolamentos do estator, para que a fem em cada fase se aproxime de uma sinusóide, o conteúdo harmónico não é totalmente eliminado. Daqui, a utilização do fluxo máximo na equação (4.35) é imprecisa na previsão da componente fundamental da fem por fase, mas suficiente na previsão do número de espiras, para a qual é utilizada.

4.4.1. Dimensionamento dos materiais activos do estator

O número de ranhuras por pólo e por fase, q , é determinado pelo tipo de enrolamento a utilizar e pelo espaço disponível para alojar o número total de ranhuras por estator, Q , sendo

$$q = \frac{Q}{2pm}, \quad (4.37)$$

com $m = 3$, o número de fases utilizadas.

Definido o número de espiras por fase, o número de condutores por ranhura é

$$N_r = \frac{n_p N_f}{pq}, \quad (4.38)$$

onde n_p é o número de condutores em paralelo por espira da bobina. A equação (4.38) é válida quer para enrolamentos de uma camada quer para enrolamentos de duas camadas, diferindo estas duas variantes no número de bobinas e no número de espiras por bobina. Um enrolamento é de uma camada quando numa ranhura existe um só lado de bobina e é de duas camadas se em cada ranhura existirem dois lados de bobinas diferentes (Carvalho, 1983). Um enrolamento de uma camada utiliza $Q/2$ bobinas e cada bobina tem um número de condutores igual ao número

de condutores por ranhura. Para um enrolamento de duas camadas, são utilizadas Q bobinas e o número de condutores por bobina é $N_r/2$.

A densidade linear de corrente máxima na máquina, no raio interno, A_{in} , relaciona-se com a densidade de corrente nos condutores, J_z , através de

$$A_{in} = \frac{J_z S_{Cu,r}}{\tau_{r,in}}, \quad (4.39)$$

sendo $S_{Cu,r}$ a secção útil de cobre numa ranhura e $\tau_{r,in}$ o passo de ranhura no raio interno da máquina. A densidade de corrente J_z é estabelecida através de dados empíricos em função do sistema de arrefecimento utilizado e do tipo de máquina, incluindo a gama de potência. Assumindo condutores em cobre, Pyrhönen, *et al.* (2008) propõem valores de referência para as densidades de corrente permitidas nas máquinas eléctricas, em função do tipo de arrefecimento, embora não definam as gamas de potência em que são aplicáveis. Para as máquinas de ímanes permanentes, sugerem valores mínimos de densidades lineares de corrente na ordem de 30 kA/m e densidades de corrente de 3 A/mm², quando se utiliza um sistema de arrefecimento natural. Estes valores podem ser usados como referência, embora tenham que ser validados em função da potência da máquina em projecto, das suas dimensões, e da capacidade de transferência de calor.

Definido o número de condutores por ranhura, através de (4.38), e a secção útil de cobre numa ranhura, por (4.39), onde $\tau_{r,in} = 2\pi r_{in}/Q$, estima-se a secção útil de cada condutor de cobre, $S_{c,u}$, através de

$$S_{c,u} = \frac{S_{Cu,r}}{N_r}, \quad (4.40)$$

sujeito à restrição de que a secção das ranhuras, estimada por

$$S_r = \frac{N_r S_c}{k_r}, \quad (4.41)$$

seja exequível no espaço disponível. A resistência mecânica mínima dos dentes do estator é geralmente satisfeita utilizando uma largura da ranhura $w_r = \tau_{r,in}/2$ (Krishnan, 2010), o que, juntamente com (4.41), define o comprimento axial da ranhura, l_r .

Na equação (4.41), S_c é a secção do condutor incluindo o isolamento, portanto, superior a $S_{c,u}$, sendo ambas referenciadas em tabelas de fabricantes, (Heermann, 2010) e.g.; o factor k_r é o factor de preenchimento da ranhura que é dependente da forma das ranhuras, do nível de tensão da máquina, do tipo de enrolamento (uma ou duas camadas), do processo construtivo e da forma dos condutores. Para condutores com secção circular, o factor de preenchimento máximo é dado pela razão entre a área transversal do condutor e a área do quadrado que a engloba, ou seja

$$k_{r,max} = \frac{\pi \left(\frac{D_c}{2}\right)^2}{D_c^2} = \frac{\pi}{4} \approx 0,79. \quad (4.42)$$

Os valores numéricos de factores de preenchimento referenciados na literatura encontram-se na gama de 0,4 a 0,6 (Cavagnino, *et al.*, 2002; Hanselman, 2003; Hendershot, Miller, 1994).

Reúnem-se agora condições para estimar o volume total e a massa do ferro por estator necessário. Os núcleos do estator em aço laminado utilizam fita de ferro enrolada numa disposição espiral, para que a laminação seja orientada na direcção radial, como se representa na Figura 4.16.



Figura 4.16: Núcleo de ferro laminado na direcção radial.

O cálculo da fita de ferro é estimada utilizando a espiral de Archimedes, através de

$$l_s = \int_{\theta_{in}}^{\theta_{out}} \frac{e}{2\pi} (1+\theta)^{1/2} d\theta, \quad (4.43)$$

com $\theta_{in} = 2\pi r_{in}/e$ e $\theta_{out} = 2\pi(r_{out}/e - 1)$, sendo e a espessura da chapa ($e = d + 2\varepsilon$, de acordo com o definido na secção 2.5).

A massa de ferro necessário por estator é

$$m_{Fe} = l_s (l_y + l_r + l_{ro}) e \times d_{Fe}, \quad (4.44)$$

em que d_{Fe} é massa volúmica do ferro.

Quanto à massa de cobre por estator, esta é estimada através de

$$m_{Cu} = 3S_{c,u} n_p N_f l_c \times d_{Cu}, \quad (4.45)$$

sendo l_c o comprimento médio de uma espira de uma bobina, dado por

$$l_c = 2r_u + l_{c,in} + l_{c,out}, \quad (4.46)$$

em que r_u é o raio útil do estator, $r_u = r_{out} - r_{in}$, e $l_{c,in(out)}$ é o comprimento médio dos condutores não activos no raio interno (externo), que, de acordo com a geometria da espira proposta na Figura 4.17, vale

$$l_{c,in} = (\pi - \tau_b) r_{in} \tan\left(\frac{\tau_b}{2}\right), \quad (4.47)$$

$$l_{c,out} = \pi r_{out} \sin\left(\frac{\tau_b}{2}\right). \quad (4.48)$$

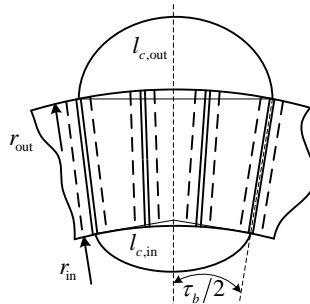


Figura 4.17: Geometria da espira alojada nas ranhuras da máquina de IPFA, com $q = 1$; $\tau_b = 3\tau_r$ é o passo da bobina.

4.4.2. Enrolamentos

Os enrolamentos utilizados em máquinas trifásicas utilizam classicamente as bobinas das três fases distribuídas pelas ranhuras do estator de forma a aproximar a forma de onda da fmm no espaço por uma sinusóide, quando excitados por correntes convenientes, e permitir a indução de fem com a simetria característica do número de fases, quando sujeitos a um campo magnético.

Desta distribuição resulta o imbricamento das partes não activas dos enrolamentos nas zonas exteriores às ranhuras. Os enrolamentos, segundo esta metodologia, podem ser concentrados quando utilizam uma ranhura por pólo e por fase, $q = 1$, ou distribuídos quando $q > 1$ (Figura 4.18 (a) e (b), respectivamente).

A distribuição dos enrolamentos das fases por várias ranhuras, o encurtamento do passo da bobina relativamente ao passo polar e a inclinação das ranhuras relativamente ao eixo polar de meio ou um passo de ranhura, são técnicas clássicas utilizadas nos enrolamentos, visando a obtenção de uma distribuição quasi-sinusoidal da fmm e/ou da fem induzida (Carvalho, 1983). Os efeitos destas técnicas são incorporados no cálculo das grandezas eléctricas, afectando a soma aritmética das fem induzidas em todas as bobinas de um enrolamento de fase, do factor de enrolamento, k_w , cuja exposição se remete para o Anexo B.

Os enrolamentos imbricados realizados a duas camadas, com bobinas de duas fases distintas a partilharem a mesma ranhura, visam, cumulativamente às técnicas anteriormente referidas, a obtenção de distribuições quasi-sinusoidais, através da atenuação de componentes harmónicas, mas com factores de enrolamento mais favoráveis para a componente fundamental que os obtidos com os enrolamentos de uma camada (Carvalho, 1983).

A utilização destas técnicas é extremamente eficaz na redução do conteúdo harmónico, embora reduzam também o valor eficaz da componente fundamental da fem induzida. As limitações do projecto associadas a uma máquina com um número elevado de pólos restringem a implementação destas técnicas, pelo reduzido espaço disponível para alojar o número de ranhuras por pólo e por fase necessário. Outras limitações são o aumento dos custos de fabrico e a

dificuldade na inserção das bobinas nas ranhuras devida à limitação do espaço disponível no raio interno da máquina de IPFA para dispor os condutores não activos, como anteriormente referido.

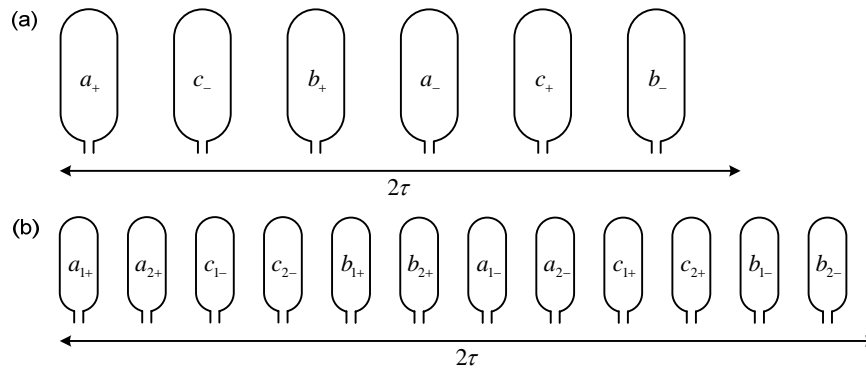


Figura 4.18: Tipos de enrolamentos imbricados utilizados nas máquinas de ímãs permanentes; (a) enrolamentos concentrados, $q = 1$; (b) enrolamentos distribuídos, $q = 2$.

4.4.2.1. Enrolamentos imbricados concentrados

Quando o espaço disponível no estator permite apenas a utilização de uma ranhura por pólo e por fase, a adopção de enrolamentos imbricados conduz à utilização de enrolamentos concentrados, de acordo com a Figura 4.19 (a). Para estes enrolamentos, admitindo a utilização de ranhuras paralelas ao eixo polar radial, o factor de enrolamento que lhes corresponde é unitário e independente da ordem do harmónico, h . Nestas condições, a componente fundamental da fem induzida é maximizada, mas, em contrapartida, as componentes harmónicas mantêm o seu valor relativo à componente fundamental igual à relação entre harmónicos e a componente fundamental da indução magnética no entreferro. A não atenuação das componentes harmónicas induzidas é a principal desvantagem deste tipo de enrolamentos.

A forma de onda da fmm produzida no espaço por este tipo de enrolamento, quando excitados por um sistema trifásico simétrico de intensidades de correntes, é obtida pela soma aritmética das fmm devidas às três fases, avaliadas para um instante de tempo t correspondente a $i_a = I_{\max}$; $i_b = i_c = -I_{\max}/2$ (Figura 4.19 (b)). À fmm resultante correspondem as componentes harmónicas, ímpares e diferentes de múltiplos de três, representadas na Figura 4.20 até à ordem 11.

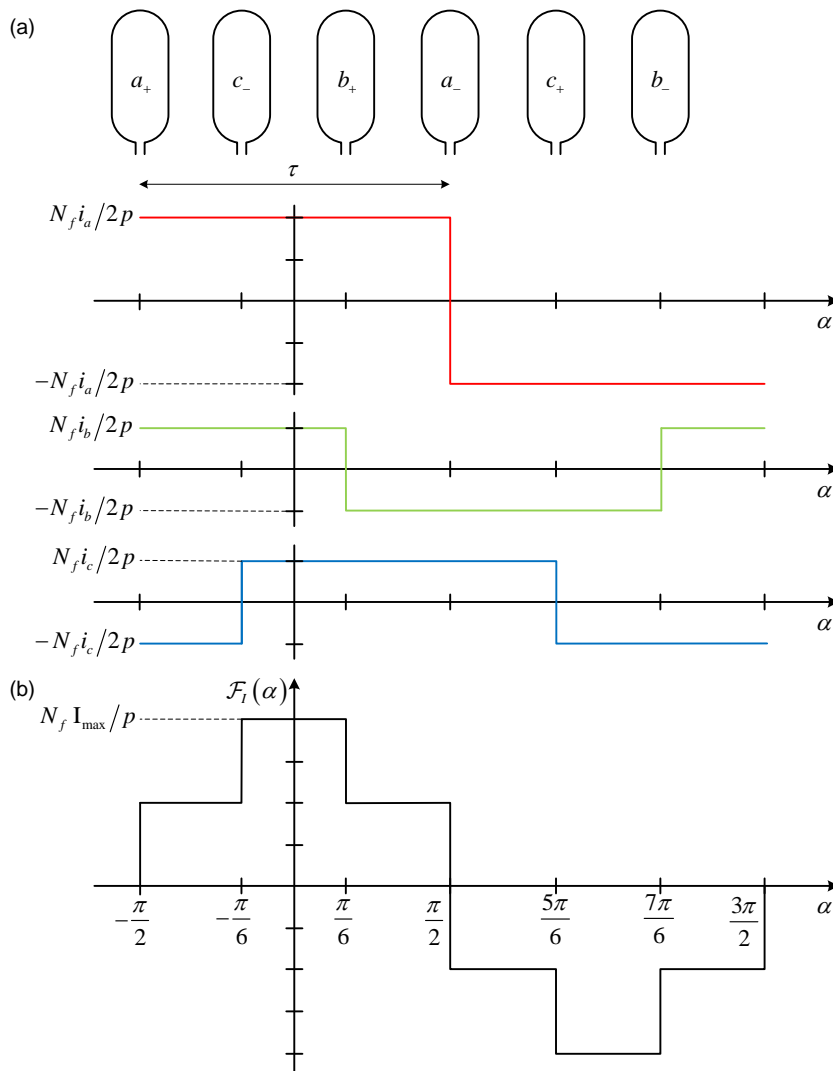


Figura 4.19: (a) Disposição dos enrolamentos imbricados concentrados. (b) Distribuição espacial da fmm devida às componentes fundamentais das intensidades de corrente no estator com $q = 1$; $i_a = I_{\max}$; $i_b = i_c = -I_{\max}/2$.

A reacção do induzido, ditada pela fmm do estator, interage com a indução magnética do sistema indutor, sendo esta interacção reduzida se o rotor, com os ímanes dispostos na superfície, for de material não magnético, pois a permeabilidade relativa daquele é praticamente isotrópica e unitária. Nestas condições, em regime normal de funcionamento, a indução magnética da reacção do induzido no entreferro é geralmente da ordem de 10% da indução magnética devida ao sistema indutor e os seus efeitos não são significativos (Hanselman, 2003). Por regime normal de funcionamento, entenda-se a máquina sem um regime de saturação excessivo devido unicamente

ao fluxo magnético indutor, e sem avarias que conduzam a intensidades de corrente no estator elevadas.

Considerando apenas o termo fundamental da fmm, a sua variação espacial e temporal, correspondente a uma onda girante, é

$$\mathcal{F}_1(\alpha, t) = \frac{3N_f I_{\max}}{\pi p} \cos(\alpha - \omega t). \quad (4.49)$$

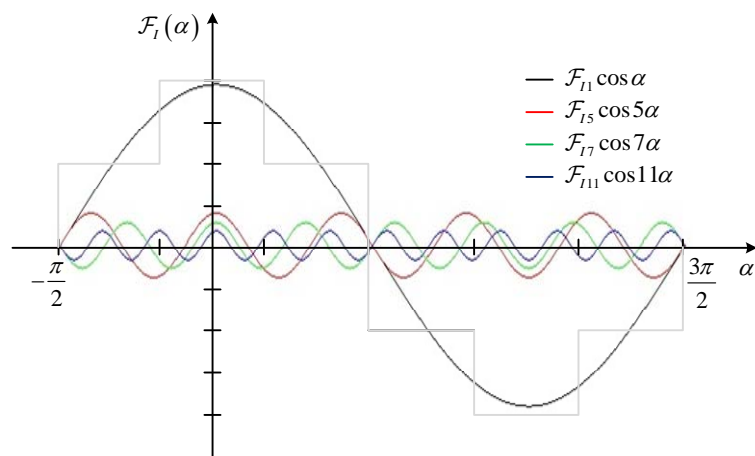


Figura 4.20: Componentes harmônicas da forma de onda de onda da fmm de ordem 1 até 11; $\mathcal{F}_{1h} = 3N_f I_{\max} / (hp\pi)$, $h = 1, 5, 7, 11$.

4.4.2.2. Enrolamentos concentrados fraccionários

Ao longo da última década, tem-se assistido à utilização de enrolamentos concentrados fraccionários, caracterizados por $q < 1$, nas máquinas síncronas multipolares, numa tentativa de importar para estas as vantagens daqueles enrolamentos, frequentemente utilizados nas máquinas de relutância e máquinas de ímanes permanentes com funcionamento quadrilateral (Krishnan, 2010). A disposição típica destes enrolamentos é realizada a duas camadas, em que todos os dentes são bobinados, ou a uma camada, quando os dentes são bobinados alternadamente, de acordo com a Figura 4.21 (a) e (b), respectivamente.

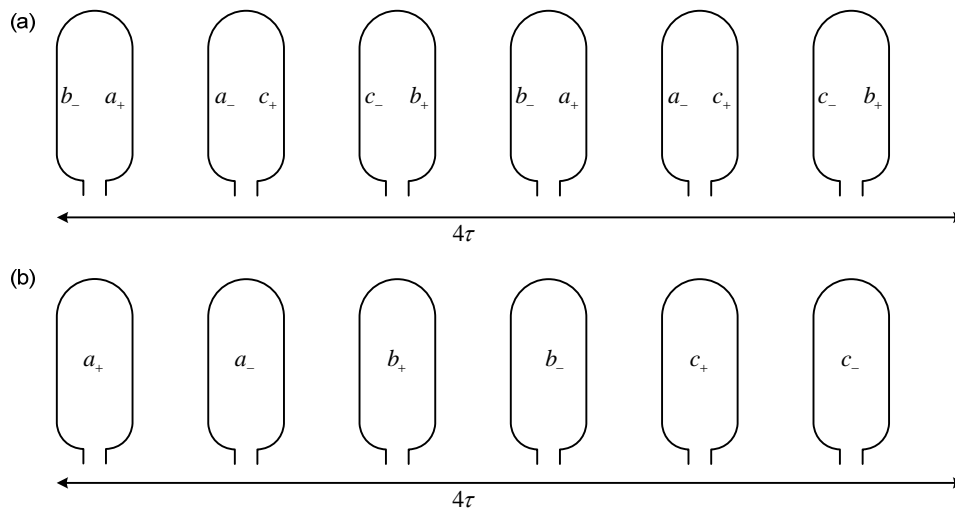


Figura 4.21: Enrolamentos concentrados fraccionários, $q < 1$, (a) de duas camadas e (b) de uma camada.

A utilização deste tipo de enrolamentos nas máquinas síncronas está ainda em fase de maturação, não existindo na literatura uma abordagem consensual sobre a aplicabilidade sistemática ao modo de funcionamento síncrono (El-Refai, 2010), tendo surgido porém, recentemente, algumas patentes que envolvem a utilização deste tipo de enrolamentos, como por exemplo (Abukawa, *et al.*, 2001) e (Gerlando, Ubaldini, 2002).

Os enrolamentos concentrados fraccionários, se não obedecerem a um projecto cuidado, acarretam um conteúdo harmónico muito elevado, caracterizado por harmónicos de ordem par e ímpar e mesmo sub-harmónicos, pelo que é expectável um aumento dos binários parasitas (Salminen, 2004).

Devido ao aumento do conteúdo harmónico, que não é síncrono com o rotor, este tipo de enrolamentos só deve ser utilizado em máquinas que possuam rotores caracterizados por uma baixa condutividade eléctrica, de forma a limitar a indução de correntes de Foucault, sendo frequente a utilização de rotores com ferro laminado. Acresce ainda a sobrelevação da temperatura dos ímanes permanentes, que, pela baixa resistividade que os caracteriza, são também susceptíveis à indução de correntes de Foucault. Embora o aumento do conteúdo harmónico seja citado frequentemente como uma desvantagem destes enrolamentos, Gerlando, *et al.* (2005; 2004) reclamam para um enrolamento concentrado fraccionário com $q = 0,33$ um desempenho similar ao de um enrolamento sinusoidal.

Os enrolamentos concentrados fraccionários permitem reduzir o comprimento dos enrolamentos não activos, podendo atingir um terço do comprimento necessário associado aos enrolamentos imbricados (Salminen, 2004), o que oferece uma vantagem considerável na redução das perdas Joule da máquina. Se o peso do cobre pode ser reduzido, o custo associado à máquina também é reduzido e a densidade de potência aumenta. Outro factor que pode contribuir para a redução dos custos associados a máquinas com enrolamentos concentrados é a possível automação do processo de fabrico; o projecto estatórico modular em que as bobinas são instaladas em dentes segmentados e posteriormente associados a um núcleo, como o proposto por Magnussen, *et al.* (2004), é um exemplo disso.

Estes enrolamentos são também associados a um aumento da reactância de fugas dos mesmos comparativamente com os enrolamentos clássicos, o que é vantajoso em aplicações que requirem capacidade de enfraquecimento de campo. Para os sistemas de conversão de energia eólica, esta característica não é decisiva.

Não é objectivo deste trabalho a utilização de enrolamentos concentrados fraccionários na máquina de IPFA, mas pelas vantagens inerentes supra identificadas, este tipo de enrolamentos constitui uma linha de investigação futura.

4.4.3. Cálculo da resistência por fase

A resistência dos condutores por fase e por estator da máquina, em corrente contínua (DC), é avaliada através de

$$R_{DC} = \frac{N_f l_c}{\sigma_{Cu} n_p S_{c,u}} [1 + \mathcal{G}_{Cu} (T - 20)], \quad (4.50)$$

sendo n_p o número de condutores em paralelo por espira das bobinas e l_c o comprimento médio de uma espira, definidos na secção 4.4.1., N_f o número de espiras por fase e por estator, σ_{Cu} a condutividade do cobre à temperatura de 20 °C, $S_{c,u}$ a secção efectiva de cada condutor, \mathcal{G}_{Cu} o

coeficiente de temperatura da resistividade do cobre e T a temperatura dos enrolamentos em regime permanente.

Além da dependência com a temperatura, a resistência depende ainda da frequência das grandezas eléctricas do estator, devido aos efeitos de proximidade e pelicular, que ocorrem, essencialmente, na área das ranhuras, embora estejam presentes, em menor extensão, nas partes não activas dos enrolamentos. A corrente alternada que percorre os condutores produz um campo magnético que atravessa a ranhura na direcção circunferencial, sendo mínimo no lado a ranhura junto ao núcleo de ferro e máximo quando todos condutores são englobados, junto à abertura da ranhura, como representado na Figura 4.22.

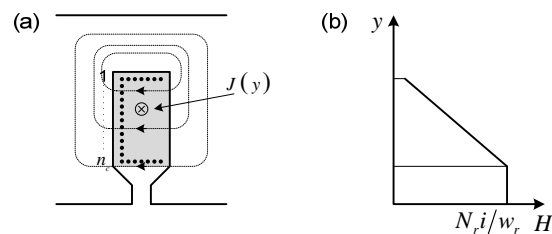


Figura 4.22: (a) Fluxo de fugas através da ranhura devido às correntes que circulam nos condutores. (b) Variação do campo magnético ao longo do comprimento da ranhura. $J(y)$ é a densidade superficial de corrente; n_c é o número de camadas de condutores na direcção axial da máquina; N_r é o número de condutores por ranhura; i é a intensidade de corrente em cada condutor da ranhura; w_r é a largura da ranhura.

As correntes de Foucault induzidas nos condutores devido à presença de campos magnéticos variáveis reduzem a secção transversal efectiva, aumentando o valor da resistência para além do seu valor DC. O cálculo das correntes de Foucault envolve a resolução de uma equação diferencial parcial, passível de uma solução analítica sob determinadas condições geométricas, dada, por exemplo, em (Hague, 1962), cujo resultado, para condutores com secção circular e ranhuras rectangulares, conduz à seguinte aproximação (Pyrhönen, *et al.*, 2008):

$$\frac{R_{AC}}{R_{DC}} \approx 1 + 0,59 \frac{n_c^2 - 0,2}{9} \frac{D_{c,u}^4}{\nu^4}, \quad (4.51)$$

em que n_c é o número de camadas de condutores numa ranhura na direcção axial, D_c é o diâmetro do condutor e ν é a profundidade de penetração na direcção radial do condutor ao longo

da qual o amplitude da corrente baixa para e^{-1} do seu valor na superfície, avaliada por

$$\nu = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma_{Cu}}} . \quad (4.52)$$

Para o cobre, à frequência de 50 Hz, $\nu = 9,35$ mm e para que este valor atinja 1 mm, a frequência teria que ser da ordem de 4370 Hz, que corresponderia, em última análise, para a gama das frequências fundamentais da aplicação em causa, a uma ordem do harmónico da corrente cuja amplitude é desprezável. Daqui, e para máquinas de baixas velocidades e condutores com secções reduzidas, o efeito dos campos magnéticos devido às correntes no estator na variação da resistência por fase é desprezado.

4.4.4. Cálculo das indutâncias síncronas

A indutância síncrona de uma máquina eléctrica é a soma da indutância de magnetização (ou mútua entre o estator e rotor) e a indutância de fugas. As indutâncias de magnetização, de acordo com os parâmetros do modelo da máquina síncrona, proposto na secção 3.3, têm de corresponder à geometria vista dos enrolamentos segundo os eixos directo (ou longitudinal) e em quadratura (ou transversal). Surgem assim três parâmetros a determinar, as indutâncias de magnetização longitudinal e transversal e a indutância de fugas, ou seja

$$\begin{cases} L_{sd} = L_{md} + L_{\sigma} \\ L_{sq} = L_{mq} + L_{\sigma} \end{cases} . \quad (4.53)$$

Como se verá ao longo da secção seguinte, para a configuração da máquina de IPFA em análise, a diferença entre as indutâncias de magnetização longitudinal e transversal é desprezável, pois o circuito magnético é praticamente isotrópico. Tendo como objectivo uma generalização do modelo analítico, a metodologia de cálculo das indutâncias de magnetização é desenvolvida segundo os eixos directo, d , e em quadratura, q .

4.4.4.1. Indutâncias de magnetização

O método de determinação das indutâncias de magnetização é em tudo similar às abordagens clássicas de cálculo da indutância própria de uma bobina, diferindo apenas na consideração da fmm resultante da presença das três fases em vez da fmm devida à excitação própria da bobina.

Para um estator da máquina de IPFA, o fluxo magnético por pólo devido à componente fundamental da fmm estatórica, segundo o eixo directo (quadratura), $\phi_{1,d(q)}$, pode ser expresso de forma similar ao fluxo magnético indutor (secção 3.2.2), através de

$$\phi_{1,d(q)} = \frac{2}{\pi} B_{\max I,d(q)l} \frac{\pi}{2p} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2), \quad (4.54)$$

onde $B_{\max I,d(q)l}$ é a amplitude da componente fundamental da indução magnética no entreferro, sendo $B_{\max I,d(q)}$ o valor máximo da mesma grandeza, segundo o eixo $d(q)$. A razão

$$k_{1,d(q)} = \frac{B_{\max I,d(q)l}}{B_{\max I,d(q)}} \quad (4.55)$$

é unitária para a disposição dos ímanes na periferia do rotor, quando se utiliza um disco rotórico de material não magnético e diferente de um, se o disco rotórico é magnético, como se demonstra na Figura 4.23.

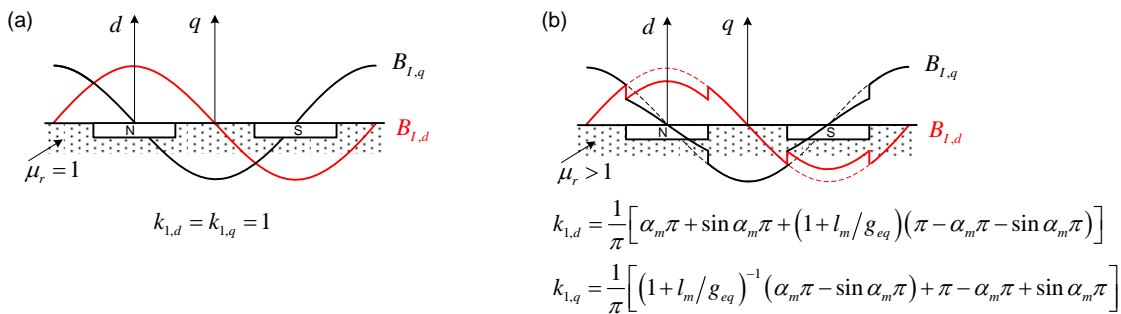


Figura 4.23: Formas de onda da indução magnética no entreferro, devidas à componente fundamental da fmm do estator da máquina, com os ímanes dispostos na periferia do rotor de (a) material não magnético e de (b) material magnético [Figura adaptada de Gieras e Wing (2002), pp. 188-189].

A fmm do estator segundo o eixo $d(q)$, de acordo com (4.49), é,

$$\mathcal{F}_{I,d(q)} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{k_w N_f}{p} I_{d(q)}. \quad (4.56)$$

A indução magnética $B_{\max I,d(q)1}$, em função da fmm do estator é,

$$B_{\max I,d(q)1} = k_{1,d(q)} B_{\max I,d(q)} = k_{1,d(q)} \frac{\mu_0}{g_{eq,d(q)}} \mathcal{F}_{I,d(q)}, \quad (4.57)$$

onde $\mu_0/g_{eq,d(q)}$ é a permeância por unidade de superfície no eixo $d(q)$. Os entreferros equivalentes nos dois eixos da máquina, para a disposição dos ímanes na superfície rotórica, são

- rotor não magnético,

$$g_{eq,d} = g k_c k_{sat,d} + \frac{l_m}{\mu_{r,rec}} \mathbf{e} \quad (4.58)$$

$$g_{eq,q} = g k_c k_{sat,q} + l_m; \quad (4.59)$$

- rotor magnético,

$$g_{eq,d} = g k_c k_{sat,d} + \frac{l_m}{\mu_{r,rec}} \mathbf{e} \quad (4.60)$$

$$g_{eq,q} = g k_c k_{sat,q}. \quad (4.61)$$

O efeito da saturação do circuito magnético é incluído nas equações (4.58) a (4.61), através do factor de saturação, $k_{sat,d(q)}$, definido pela razão entre as quedas magnéticas ao longo do circuito segundo o eixo $d(q)$ e a queda magnética no entreferro, como proposto na secção 3.4.3..

De acordo com a rede de relutâncias proposta na Figura 4.9, correspondente à estrutura axial com o rotor de material não magnético, o factor de saturação é

- no eixo d ,

$$k_{sat,d} = \frac{2(\mathcal{R}_{g,d}\phi_{g,d} + \mathcal{R}_t\phi_t + \mathcal{R}_y\phi_y)}{2\mathcal{R}_{g,d}\phi_{g,d}} \mathbf{e} \quad (4.62)$$

- no eixo q ,

$$k_{sat,q} = \frac{2(\mathcal{R}_{g,q}\phi_{g,q} + \mathcal{R}_t\phi_t + \mathcal{R}_y\phi_y)}{2\mathcal{R}_{g,q}\phi_{g,q}}. \quad (4.63)$$

Os factores de saturação são avaliados na situação de vazio, com a queda magnética nos dentes, $\mathcal{R}_t\phi_t$, calculada na direcção polar em (4.62), e na direcção interpolar, em (4.63). Porque na configuração axial a saturação dos dentes do estator não é constante ao longo do comprimento radial útil, o valor de $k_{sat,d(q)}$ considerado nas expressões (4.58) e (4.59) é a média dos obtidos através de (4.62) e (4.63) nos vários planos de computação. Na estrutura em análise, o factor de saturação na direcção interpolar é ligeiramente superior ao da direcção polar, pois o fluxo magnético indutor está presente nas quedas magnéticas no núcleo do estator, $\mathcal{R}_y\phi_y$.

Os factores de saturação para a configuração do rotor magnético são obtidos de forma idêntica, utilizando a rede de relutâncias que lhe corresponde. Nesta situação, é expectável $k_{sat,q} < k_{sat,d}$, pois a relutância segundo o eixo longitudinal é superior à relutância segundo o eixo transversal.

Retoma-se agora o fluxo magnético por pólo devido à componente fundamental da fmm estatórica para definir o fluxo totalizado nos enrolamentos do estator nas direcções polar e interpolar, ou seja

$$\lambda_{d(q)} = \frac{1}{\sqrt{2}} k_w N_f \phi_{l,d(q)}. \quad (4.64)$$

Substituindo (4.54), (4.56) e (4.57) em (4.64), e usando esta no cálculo das indutâncias de magnetização nos eixos directo e em quadratura, obtém-se finalmente

$$L_{md} = \frac{\lambda_d}{I_d} = 3k_{1,d} \frac{\mu_0 (k_w N_f)^2}{\pi p^2} \frac{r_{out}^2 - r_{in}^2}{g_{eq,d}} e \quad (4.65)$$

$$L_{mq} = \frac{\lambda_q}{I_q} = 3k_{1,q} \frac{\mu_0 (k_w N_f)^2}{\pi p^2} \frac{r_{out}^2 - r_{in}^2}{g_{eq,q}}. \quad (4.66)$$

Para a configuração da máquina de IPFA em análise, com $k_{1,d} = k_{1,q} = 1$, $k_w = 1$, $\mu_{r,rec} \approx 1$, e admitindo um nível de saturação isotrópico, tal que $g_{eq,d} = g_{eq,q} = g_{eq}$, as indutâncias de magnetização nos dois eixos são iguais e dadas por

$$L_{md} = L_{mq} = 3 \frac{\mu_0}{\pi} \frac{N_f^2}{p^2} \frac{r_{out}^2 - r_{in}^2}{g_{eq}}. \quad (4.67)$$

4.4.4.2. Indutância de fugas do estator

A indutância de fugas do estator é composta pelas parcelas da indutância de fugas nas ranhuras, $L_{\sigma r}$, da indutância de fugas associada aos enrolamentos não activos, $L_{\sigma c}$, e da indutância diferencial, $L_{\sigma d}$, ou seja (Gieras, *et al.*, 2004),

$$L_{\sigma} = L_{\sigma r} + L_{\sigma c} + L_{\sigma d} = 2\mu_0 \frac{N_f^2 r_u}{pq} \left(k_{\sigma r} + \frac{l_{c,in}}{r_u} k_{\sigma c,in} + \frac{l_{c,out}}{r_u} k_{\sigma c,out} + k_{\sigma d} \right), \quad (4.68)$$

onde $k_{\sigma r}$ é o coeficiente da permeância de fugas das ranhuras, $k_{\sigma c,in(out)}$ é o coeficiente da permeância de fugas dos condutores não activos e $k_{\sigma d}$ é o coeficiente da permeância diferencial.

As expressões abaixo indicadas para os diferentes coeficientes das permeâncias são reproduzidos de (Gieras, *et al.*, 2004), adaptados para a configuração do estator da máquina de IPFA em análise, ou seja, ranhuras com a forma e dimensões de acordo com a Figura 4.9.

O coeficiente da permeância associado à indutância de fugas das ranhuras, que resulta do campo magnético que atravessa as mesmas, como descrito na secção 4.4.3., é

$$k_{\sigma r} \approx 0,1424 + \frac{l_r - w_r}{3w_r} + 0,5 \sin^{-1} \sqrt{1 - \frac{w_{ro}^2}{w_r^2} + \frac{l_{ro}}{w_{ro}}}. \quad (4.69)$$

O coeficiente da permeância de fugas dos enrolamentos não activos no raio interno (externo), estimado através de resultados experimentais, para um enrolamento a duas camadas e de baixa tensão, é

$$k_{\sigma c, \text{in(out)}} \approx 0,17q \left(1 - \frac{2\tau_{r, \text{in(out)}}}{\pi l_{c, \text{in(out)}}} \right). \quad (4.70)$$

Para um enrolamento de uma camada, na equação (4.70) admite-se $\tau_{r, \text{in(out)}}/l_{c, \text{in(out)}} \approx 0,64$, do que resulta

$$k_{\sigma c, \text{in}} = k_{\sigma c, \text{out}} \approx 0,1q. \quad (4.71)$$

Por fim, o coeficiente da permeância diferencial, que contabiliza o fluxo de fugas associado a harmónicos espaciais de ordem superior a um, é estimado através de

$$k_{\sigma d} \approx \frac{3q\tau k_w^2}{\pi^2 \left(gk_c k_{sat} + \frac{l_m}{\mu_{r, rec}} \right)} \left(\frac{\pi^2 (10q^2 + 2)}{27} \sin \frac{\pi}{6q} - 1 \right). \quad (4.72)$$

4.4.4.3. Indutância mútua entre os estatores

A equação (4.53) e a metodologia utilizada na determinação das indutâncias de magnetização e de fugas consideram apenas a estrutura de um estator. Nas configurações da máquina de IPFA com duplo entreferro a presença de dois estatores leva à consideração da indutância mútua entre eles, quando o fluxo de ligação é considerável.

Na configuração em análise, duplo entreferro e rotor interno, a relutância do circuito magnético entre os dois estatores é elevada ($\sim 2g_{eq, d} \approx 2g_{eq, q}$), pelo que é expectável que a indutância mútua entre eles seja desprezável. Este pressuposto é facilmente verificado através da análise formulada pelo método dos elementos finitos, modelando a estrutura axial com os dois estatores (Capítulo 6).

A indutância mútua entre dois circuitos eléctricos, supostos iguais entre si, caracterizados pelas indutâncias $L_{sd(q)}$, pode ser descrita através de

$$M_{d(q)} = k_{M, d(q)} \sqrt{L_{sd(q)}^2}, \quad (4.73)$$

sendo $k_{M,d(q)}$ o coeficiente de acoplamento magnético segundo a direcção longitudinal (transversal), variável entre 0 e 1. O coeficiente de acoplamento magnético é máximo quando todo o fluxo originário num circuito atravessa o outro, e nulo se aquele for desprezável (Plonus, 1986).

Quando existe um acoplamento magnético forte entre os dois enrolamentos (estruturas com o estator interno, *e.g.*), o coeficiente de acoplamento é estimado através de

$$k_{M,d(q)} = \frac{L_{md(q)}}{L_{sd(q)}}, \quad (4.74)$$

admitindo que o fluxo de magnetização é comum aos dois estatores e que os fluxos de fugas não estão acoplados magneticamente.

As indutâncias síncronas longitudinal e transversal equivalentes da máquina, incluindo os dois estatores e a indutância mútua, para a ligação em série dos dois enrolamentos, é então

$$L_{sd(q),eq} = 2L_{sd(q)} \pm 2M_{d(q)}. \quad (4.75)$$

Na equação anterior, o sinal que precede o termo da indutância mútua é positivo se o fluxo produzido pelos dois estatores tiver o mesmo sentido, e é negativo se tiverem sentidos opostos.

4.5. RESUMO

O projecto analítico da máquina de IPFA na configuração de duplo entreferro, rotor interno, foi desenvolvido atendendo à variação dos parâmetros nas três dimensões geométricas, utilizando planos circunferenciais ao longo do raio útil da máquina, e recorrendo à sobreposição dos resultados obtidos nos vários planos de computação.

A análise do funcionamento dinâmico dos ímanes, imposto por variações da temperatura e/ou de variações da carga magnética, permite definir o domínio de validade do modelo linear dos ímanes. Embora seja expectável que os ímanes de NdFeB, utilizados neste trabalho, trabalhem com linhas de carga que não obriguem a excursões do ponto de funcionamento para além da zona linear, este pressuposto carece de validação. O limite máximo da intensidade de corrente do estator para

que não ocorram alterações irreversíveis nos ímanes foi verificado para a aplicação em causa, através de um modelo formalmente simples, em que se despreza a influência da saturação do ferro do estator.

O circuito magnético equivalente da configuração axial em análise foi construído através de uma rede de relutâncias variáveis, incluindo assim os efeitos de saturação do ferro macio na previsão da indução e do fluxo magnético nos vários elementos da máquina.

Os modelos do fluxo de fugas associados aos ímanes permanentes, foram incorporados no modelo da rede de relutâncias, sem com isso aumentar a dimensão daquela, de forma a manter o procedimento de cálculo expedito.

O projecto da parte eléctrica da máquina, incluindo o dimensionamento das ranhuras e dos materiais activos, foi apresentado, indiferenciadamente, para enrolamentos de uma camada e de duas camadas. A recente utilização de enrolamentos concentrados fraccionários nas máquinas eléctricas sinusoidais foi aqui introduzida, identificando-se as suas principais vantagens. Pela potencial redução das perdas Joule nas máquinas eléctricas, que é a parcela de perdas dominante nas máquinas síncronas de IPFA para baixas velocidades, este tipo de enrolamentos é proposto para investigação futura.

Foi ainda apresentado o cálculo analítico dos parâmetros eléctricos da máquina de IPFA, a resistência e as indutâncias síncronas. O cálculo das indutâncias síncronas, na configuração isotrópica em análise, demonstrou a sua invariância entre os dois eixos magnéticos da máquina. Visando-se a generalização do modelo a outras particularidades construtivas, nomeadamente a estruturas rotóricas ferromagnéticas, o procedimento de cálculo foi efectuado diferenciando-se as reactâncias segundo as direcções longitudinal e transversal. Adicionalmente, e atendendo à configuração das máquinas axiais de duplo entreferro, foi proposto um método de cálculo da indutância mútua entre os enrolamentos dos dois estatores, que, dependendo da geometria daquelas, pode não ser desprezável.

O projecto da máquina, em termos da distribuição da indução magnética em vazio e em carga e das indutâncias, será retomado no Capítulo 6, com recurso ao método dos elementos finitos.

REFERÊNCIAS

- Abukawa, T., *et al.*; "Electric Rotary Machine Having Concentrated Winding Stator". Patent, United States, 6 313 558. USPTO. November, 2001.
- Campbell, P.; 1994. Permanent Magnet Materials and their Application. Cambridge University Press. p. 207.
- Carvalho, C. C.; 1983. Máquinas Eléctricas II. FEUP. p. 239.
- Cavagnino, A., *et al.*; 2002. A Comparison Between the Axial Flux and the Radial Flux Structures for PM Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 38, n.º 6 (November/December, 2002). pp. 1517-1524.
- Cvetkovski, G., *et al.*; 2000. Quasi 3D FEM in Function of an Optimisation Analysis of a PM Disk Motor. In *International Conference on Electrical Machines (ICEM 2000)*. Finland, 28-30 August 2000. Vol. IV, pp. 1871-1875.
- El-Refaie, A. M.; 2010. Fractional-Slot Concentrated-Windings Synchronous Permanent Magnet Machines: Opportunities and Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 57, n.º 1 (January, 2010). pp. 107-121.
- Gerlando, A. Di, *et al.*; 2005. Design and Operation of Field Regulated PM Synchronous Machines with Concentrated Windings. In *IEEE International Conference on Electrical Machines and Drives, IEMDC'05*. 15-18 May, 2005. pp. 1165-1172.
- Gerlando, A. Di; Perini, R.; Ubaldini, M.; 2004. High Pole Number, PM Synchronous Motor with Concentrated Coil Windings. In *International Conference on Electrical Machines, ICEM 2004*. Cracow, Poland, September, 2004. on CD-Rom, Paper n.º 58.
- Gerlando, A. Di; Ubaldini, M.; "Synchronous Electrical Machine with Concentrated Coils". Patent, Italian, MI2002A 001186. May, 2002.
- Gieras, J. F.; Wang, R.-J.; Kamper, M. J.; 2004. Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. Kluwer Academic Publishers. p. 340.
- Gieras, J. F.; Wing, M.; 2002. Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications, 2nd Edition. Marcel Dekker. p. 590.
- Hague, B.; 1962. The Principles of Electromagnetism Applied to Electrical Machines, 2nd Edition. Dover Publications. p. 359.
- Hanselman, D.; 2003. Brushless Permanent Magnet Motor Design, 2nd Edition. The Writers' Collective. p. 392.
- Heermann; 2010. Magnet Wire. <http://www.heermann-gmbh.de/magnetwire-data.pdf> (Cited June, 2010).
- Hendershot, J. R. Jr.; Miller, T. J. E.; 1994. Design of Brushless Permanent-Magnet Motors. Magna Physics Publications and Oxford Science Publications.
- HitachiMetals; 2010. NEOMAX® High Energy Neodymium-Iron-Boron Permanent Magnets. <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/index.html> (Cited 29 June, 2010).

- Krishnan, R.; 2010. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. CRC Press.
- Lipo, T. A.; 1998. Introduction to AC Machine Design. Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin.
- Magnussen, F.; Thelin, P.; Sadarangani, C.; 2004. Performance Evaluation of Permanent Magnet Synchronous Machines with Concentrated and Distributed Windings Including the Effect of Field Weakening. In *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004)*. 31 March-2 April, 2004. Vol. 2, pp. 679-685.
- Parviainen, A.; Niemelä, M.; Pyrhönen, J.; 2003. Analytical, 2D FEM and 3D FEM Modelling of PM Axial Flux Machines. In *10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2003)*. Toulouse, France, 1-4 September, 2003. EPE Association, on CD-ROM.
- Plonus, M. A.; 1986. Applied Electromagnetics, 4th Edition. McGraw-Hill. p. 613.
- Pyrhönen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcová, V.; 2008. Design of Rotating Electrical Machines. John Wiley & Sons. p. 512.
- Qu, R.; Lipo, T. A.; 2004. Analysis and Modeling of Air-Gap and Zigzag Leakage Fluxes in a Surface-Mounted Permanent-Magnet Machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 40, n.º 1 (January/February, 2004). pp. 121-127.
- Salminen, P., "Fractional Slot Permanent Magnet Synchronous Motors for Low Speed Applications", in Lappeenranta University of Technology, Finland, 2004.
- Sudhoff, S. D., *et al.*; 2007. Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 22, n.º 2 (June, 2007). pp. 259-270.
- Trout, S. R.; 2001. Material Selection of Permanent Magnets, Considering Thermal Properties Correctly. In *Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference*. Ohio, USA, 15-18 October, 2001. IEEE. Vol. 25, pp. 365-370.

CAPÍTULO 5

PERDAS E TRANSFERÊNCIA DE CALOR

ÍNDICE

5.	Perdas e Transferência de Calor	151
5.1.	Introdução.....	151
5.2.	Perdas Joule.....	152
5.3.	Perdas no Ferro	152
5.3.1.	Modelo parcelar das perdas no ferro.....	154
5.3.2.	Modelo de Steinmetz modificado.....	156
5.3.3.	Variação das perdas no ferro com a temperatura	161
5.4.	Perdas Suplementares.....	162
5.5.	Perdas Mecânicas	163
5.6.	Perdas por Correntes de Foucault nos Ímanes Permanentes e na Estrutura do Rotor	164
5.7.	Modelo Térmico.....	166
5.7.1.	Transferência de calor	167
5.7.1.1.	Condução	167
5.7.1.2.	Convecção	169
5.7.1.3.	Radiação	171
5.7.2.	Rede de resistências térmicas.....	173
5.8.	Resumo	180
	Referências.....	182

5. PERDAS E TRANSFERÊNCIA DE CALOR

5.1. INTRODUÇÃO

Ao longo do tempo de vida útil de uma máquina eléctrica, as perdas representam uma parte significativa do seu custo. O rendimento de uma máquina eléctrica é determinado durante as fases do projecto e fabrico, sendo cada vez mais determinante a utilização de máquinas de elevado rendimento. A parcela de perdas nos enrolamentos da máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA), por efeito Joule, é a mais significativa em aplicações de baixas velocidades. Em consequência da baixa velocidade, a frequência eléctrica da máquina é também limitada, pelo que as perdas no ferro e as perdas mecânicas assumem valores, geralmente, inferiores às perdas Joule. Acrescem ainda as perdas suplementares, que, pela natureza anómala dos fenómenos envolvidos, são extremamente difíceis de quantificar, e as perdas na estrutura rotórica da máquina, por indução de correntes de Foucault a frequências diferentes da fundamental. As secções 5.2. a 5.6. apresentam as metodologias de previsão das perdas na máquina de IPFA.

No passado, a análise térmica das máquinas eléctricas era preterida face à análise electromagnética. As configurações das máquinas eram similares entre si e estabelecidas em gamas de tensão e frequência bem definidas, pelo que a análise térmica podia ser, em alguma extensão, evitada, utilizando o conhecimento empírico de valores tipificados, massivamente utilizados e testados experimentalmente. Com os requerimentos crescentes de configurações e projectos orientados para frequências e gamas de tensões distintas, assim como a exploração de novos materiais activos, a análise térmica é determinante no projecto global da máquina, dela dependendo decisões sobre o tipo de arrefecimento requerido, o limite térmico da densidade de corrente, o fluxo magnético e a frequência que podem ser utilizados.

As perdas máximas admissíveis, impostas por um determinado gradiente da temperatura e função da capacidade de extracção do calor da máquina, relacionam-se, através das perdas Joule, com a

densidade de corrente máxima admissível. Esta relação foi estabelecida de forma empírica no capítulo anterior, e a sua validação teórica é realizada através do modelo térmico da máquina, apresentado na secção 5.7..

5.2. PERDAS JOULE

As perdas Joule resultam na maior parcela de perdas em máquinas de baixas velocidades, sendo estimadas em função do valor da resistência DC, quando os efeitos pelicular e de proximidade são desprezáveis, como demonstrado na secção 4.4.3..

Para a máquina trifásica, as perdas Joule por estator, são

$$P_J = 3RI^2 = V_{Cu} \frac{J_z^2}{\sigma_{Cu}}, \quad (5.1)$$

sendo $R = R_{DC}$ a resistência associada ao enrolamento de um estator, definida pela equação (4.50), $V_{Cu} = 3S_{c,u} n_p N_f l_c$ o volume de cobre, de acordo com (4.45), J_z a densidade de corrente nos condutores e σ_{Cu} a condutividade do cobre à temperatura dos enrolamentos.

A equação (5.1) evidencia a relação entre a principal fonte de calor e a densidade de corrente admissível na máquina. O aumento da densidade de corrente na máquina, com a mesma consequência na potência e/ou binário disponíveis, implica um aumento da principal fonte de calor em máquinas de baixas velocidades, pelo que o desempenho destas é em grande parte ditado pela eficiência do sistema de arrefecimento.

5.3. PERDAS NO FERRO

A previsão das perdas no ferro macio das máquinas eléctricas é dificultada pela complexidade dos fenómenos físicos envolvidos. Embora os mecanismos físicos de que derivam as perdas no ferro sejam conhecidos e estejam actualmente bem estabelecidos, o cálculo da parcela de perdas no ferro é ainda difícil e pouco rigoroso. As perdas no ferro são devidas a fenómenos que ocorrem à

escala microscópica, enquanto a previsão das mesmas utiliza pressupostos da variação da indução magnética e das propriedades magnéticas numa escala macroscópica, que dificilmente reflectem a realidade física.

As propriedades magnéticas do material podem variar em 30% de lote para lote, além de serem afectadas por deformações e esforços mecânicos, aspectos geralmente ignorados nos modelos de previsão das perdas no ferro (Hanselman, 2003). Assim, os modelos de previsão das perdas no ferro são úteis na avaliação qualitativa das mesmas entre máquinas e configurações distintas, mas dificilmente permitem quantificar com exactidão as perdas no material ferromagnético da máquina eléctrica.

O modelo clássico de previsão das perdas no ferro, baseado na separação nos dois fenómenos físicos de base, histerese e correntes de Foucault, é criticado por vários autores (Albach, *et al.*, 1996; Bertotti, 1988; Graham, 1982; Reinert, *et al.*, 2001), *e.g.*. De facto, a variação temporal da magnetização no ferro é discreta no tempo e no espaço, devido ao movimento de orientação dos domínios e à estrutura cristalina do material. Mesmo para variações lentas do campo de magnetização, como as que ocorrem na aproximação quasi-estacionária, existem variações rápidas da magnetização, às quais estão associadas perdas energéticas, não dissociáveis em duas parcelas distintas (Graham, 1982). Acresce ainda que as medidas experimentais das perdas nos materiais ferromagnéticos chegam a atingir valores 50 a 100% superiores às previstas, através das parcelas de perdas por histerese e por correntes de Foucault (Pyrhönen, *et al.*, 2008).

A imprecisão associada à divisão parcelar das perdas no ferro atinge uma dimensão tal que as metodologias propostas utilizam uma terceira parcela, denominada de perdas anómalas, atribuídas à distribuição não uniforme das correntes de Foucault, superiores nas fronteiras dos domínios (Fish, 1990), a variações temporais da direcção da magnetização, como as que ocorrem nas zonas de transição entre os dentes e o núcleo de ferro na máquina eléctrica, e à magnetostricção do material (variações dimensionais do material na presença de um campo magnético).

Nas secções seguintes, são apresentadas as formulações de dois modelos das perdas no ferro, o modelo parcelar das perdas por correntes de Foucault e por histerese, e o modelo utilizado neste trabalho, baseado na formulação clássica de Steinmetz, modificada, para incluir os efeitos harmónicos da indução magnética.

5.3.1. Modelo parcelar das perdas no ferro

As perdas no ferro baseadas na divisão parcelar das mesmas, para uma indução magnética sinusoidal com amplitude B_{\max} e frequência f , é expressa por

$$P_{Fe} = P_{cF} + P_h + P_{an} = k_{cF} f^2 B_{\max}^2 + k_h f B_{\max}^\beta + k_{an} f^{1.5} B_{\max}^{1.5}. \quad (5.2)$$

Na parcela devida às perdas por correntes de Foucault, $k_{cF} = \pi^2 d^2 \sigma_{Fe} / (6d_{Fe})$, sendo d a espessura das chapas, σ_{Fe} a condutividade do material magnético laminado e d_{Fe} a massa volúmica do ferro. Os termos k_h e β , na parcela de perdas por histerese, são obtidos, para cada material, por ajuste a curvas experimentais das perdas histeréticas, sendo geralmente propostos para gamas específicas de variação da frequência e da indução magnética máxima. O coeficiente das perdas anómalas, k_{an} , é obtido a partir de (5.2), usando um valor experimental das perdas no ferro para uma determinada frequência e amplitude da indução magnética sinusoidal, através de $k_{an} = (P_{Fe} - P_{cF} - P_h) / (f B_{\max})^{1.5}$. De salientar que, nesta abordagem, a única parcela de perdas no ferro passível de ser calculada sem recurso a testes experimentais, é a parcela de perdas devidas às correntes de Foucault.

Esta formulação tem sido utilizada massivamente na previsão das perdas no ferro com a limitação de ser válida, assim como o conjunto dos parâmetros associados, apenas para induções sinusoidais. Na presença de formas de onda não sinusoidais, o raciocínio subsequente da sobreposição dos resultados de (5.2) aplicada à expansão de Fourier da indução magnética, como proposto por Gieras, *et al.* (2004), *e.g.*, tem uma validade muito limitada devido à não linearidade

dos materiais magnéticos. Por outro lado, a utilização do conjunto dos parâmetros de (5.2) para frequências elevadas é falível fora da gama em que as medidas são realizadas.

Deng (1999) propõe uma modificação da forma geral das perdas no ferro, para incluir os efeitos harmónicos da indução magnética, nos seguintes moldes:

$$P_{Fe} = \frac{k_{cF}}{2\pi^2} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt + k_{hc} k_h f B_{\max}^\beta + \frac{k_{an}}{(2\pi^2)^{3/4}} \left(\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \right)^{3/4}. \quad (5.3)$$

Na expressão anterior, $\left(\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \right)^{1/2}$ é o valor eficaz da variação temporal da indução magnética ao longo de um período da grandeza. Demonstra-se facilmente que, para uma distribuição da indução magnética sinusoidal, (5.3) é idêntica a (5.2). O factor de correcção k_{hc} , na parcela das perdas por histerese, é utilizado para contabilizar ciclos histeréticos menores com uma amplitude de variação ΔB_i , como representado na Figura 5.1, através de (Smith, Edey, 1995)

$$k_{hc} = 1 + 0,65/B_{\max} \sum_i \Delta B_i. \quad (5.4)$$

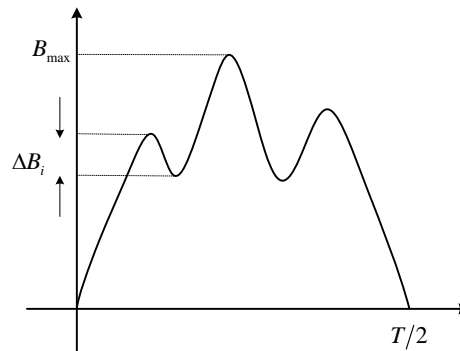


Figura 5.1: Amplitude dos ciclos histeréticos menores na forma de onda da indução magnética não sinusoidal.

A modelação parcelar das perdas no ferro, de acordo com (5.3), embora melhore a previsão das mesmas na presença de induções magnéticas não sinusoidais, continua dependente de resultados experimentais, nem sempre disponibilizados pelos fabricantes, e de formulações empíricas, como a expressão (5.4).

5.3.2. Modelo de Steinmetz modificado

A formulação empírica de Steinmetz (Steinmetz, 1984), dada por

$$dP_{Fe} = C_m f^\alpha B_{\max}^\beta dv, \quad (5.5)$$

estabelece uma variação das perdas no ferro, por unidade de volume, com a frequência de magnetização e com a amplitude da indução magnética, através de três parâmetros empíricos, C_m , α e β , dependentes da espessura das chapas, da composição química e do processamento da liga, e também das gamas da frequência e da indução magnética utilizadas (Albach, *et al.*, 1996). A determinação destes parâmetros é realizada também por ajuste de curvas às medidas experimentais das perdas totais, fornecidas pelos fabricantes, geralmente para induções magnéticas sinusoidais com amplitudes e frequências bem definidas nas gamas industriais. Para os materiais ferromagnéticos macios laminados usualmente empregues em máquinas eléctricas a frequências baixas (<10 kHz), os expoentes da equação anterior têm variações típicas nos intervalos $1 < \alpha < 2$ e $1,6 < \beta < 3$ (Albach, *et al.*, 1996; ArnoldMagnetics, 2010).

A inclusão da variação não sinusoidal da indução magnética é implementada através da modificação da frequência f na equação de Steinmetz (5.5), substituindo-a por outra grandeza directamente relacionada com as perdas, ou seja, relacionada com a variação temporal da magnetização dM/dt , expressa através de dB/dt (Albach, *et al.*, 1996; Reinert, *et al.*, 2001).

A variação temporal da indução magnética é avaliada ao longo de um ciclo completo de magnetização desde B_{\max} até B_{\min} e novamente até ao ponto inicial do ciclo, através de

$$\dot{B}_{\text{med}} = \frac{1}{\Delta B} \oint \frac{dB(t)}{dt} dB, \quad (5.6)$$

com $\Delta B = B_{\max} - B_{\min}$.

Modificando a variável de integração da equação (5.6), obtém-se

$$\dot{B}_{\text{med}} = \frac{1}{\Delta B} \int_0^T \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt. \quad (5.7)$$

Para uma indução magnética sinusoidal, à qual correspondem os parâmetros da equação de Steinmetz, a equação (5.7) vale

$$\dot{B}_{\text{med},\sim} = B_{\text{max}} \pi^2 f = \frac{\Delta B}{2} \pi^2 f. \quad (5.8)$$

Este resultado é utilizado para normalizar a equação (5.7), quando aplicada a uma indução magnética não sinusoidal, periódica e valor pico a pico ΔB , relativamente a uma indução magnética sinusoidal, com $B_{\text{max}} = \Delta B/2$, tal que $\dot{B}_{\text{med},\sim} = \dot{B}_{\text{med}}$, do que resulta

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B \pi^2} \dot{B}_{\text{med}}. \quad (5.9)$$

Substituindo a frequência f da equação de Steinmetz (5.5) pela frequência equivalente, definida por (5.9), obtém-se a energia de perdas no ferro, no período temporal correspondente a um ciclo de magnetização, com indução não sinusoidal, ou seja

$$dW_{Fe} = C_m f_{eq}^{\alpha-1} B_{\text{max}}^\beta dv. \quad (5.10)$$

Finalmente, considerando que o ciclo de magnetização tem periodicidade $T = 1/f$, as perdas no ferro no elemento de volume infinitesimal dv , avaliadas para uma indução magnética não sinusoidal, são

$$dP_{Fe} = C_m f_{eq}^{\alpha-1} f \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta dv. \quad (5.11)$$

Na máquina de IPFA em estudo, identificam-se os volumes das ranhuras e dos elementos do núcleo do estator, definidos ao longo de um passo de ranhura, nos quais as perdas no ferro são diferenciadas. Para o cálculo das perdas no ferro nesses volumes, através de (5.11), torna-se necessário o cálculo do valor médio da variação da indução magnética, \dot{B}_{med} , nos diferentes elementos.

Para a disposição dos ímanes na periferia do rotor, as possíveis formas de onda teóricas da indução magnética nos dentes do estator, ao longo de um período T , dependem da relação entre a largura equivalente do dente e a distância interpolar, como representado nas Figura 5.2 (a) a (c). A utilização da largura equivalente do dente, em detrimento da largura física daquele, deve-se ao facto de a transição entre o fluxo nulo e o fluxo máximo num dente, durante o movimento de rotação da máquina, ocorrer num ângulo geométrico superior ao correspondente à largura física do dente, w_t . De facto, na presença da ranhura, o fluxo magnético indutor ladeia aquela através dos percursos preferenciais de menor relutância dos dentes, pelo que a transição ocorre, efectivamente, ao longo de uma distância próxima do passo de ranhura. A largura equivalente do dente, $w_{t,eq}$, em radianos eléctricos, é dada por (Miller, Rabinovici, 1994)

$$w_{t,eq} = p \left(\frac{2\pi}{Q} - k_C \frac{2w_{ro}}{D_{med}} \right), \quad (5.12)$$

sendo p o número de pares de pólos, Q o número de ranhuras do estator, k_C o coeficiente de Carter e w_{ro} a abertura da ranhura que, em dimensões angulares, é avaliada no diâmetro médio da máquina, D_{med} .

Para as situações (a) e (b) da Figura 5.2, a indução magnética varia no tempo em quatro sub-períodos Δt , expressos por

$$\Delta t = \frac{w_{t,eq}}{\omega} = \frac{w_{t,eq}}{2\pi f}, \quad (5.13)$$

sendo f a frequência eléctrica. O valor médio da variação da indução magnética é, de acordo com (5.7),

$$\dot{B}_{med} = \frac{1}{\Delta B} \left(\frac{B_{t,max}}{\Delta t} \right)^2 4\Delta t = \frac{4\pi f B_{t,max}}{w_{t,eq}}. \quad (5.14)$$

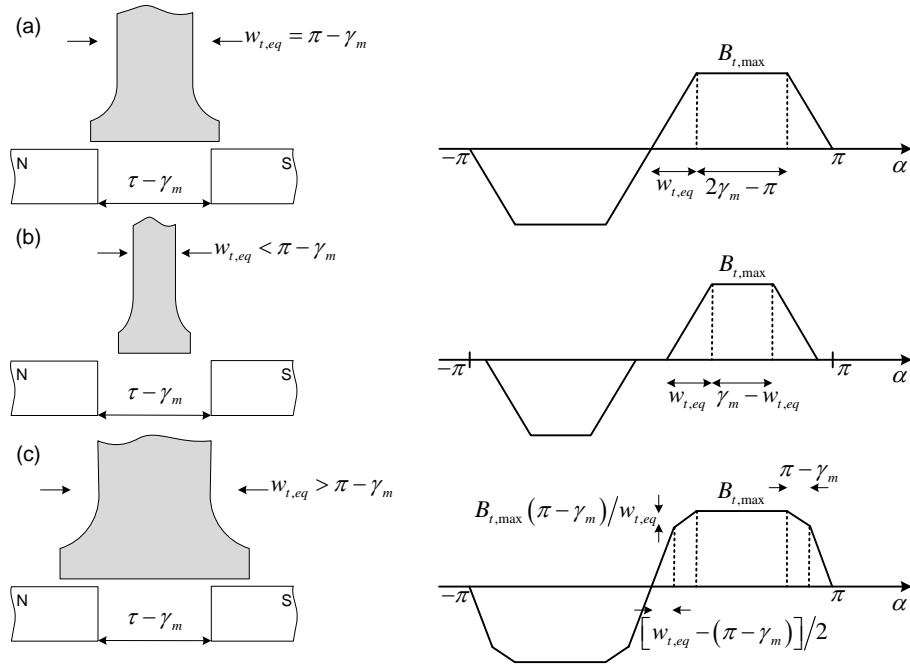


Figura 5.2: Formas de onda da indução magnética nos dentes de ferro; (a) $w_{t,eq} = \pi - \gamma_m$, (b) $w_{t,eq} < \pi - \gamma_m$, (c) $w_{t,eq} > \pi - \gamma_m$.

Na situação da Figura 5.2 (c) a variação da indução magnética é distinta das anteriores, com quatro sub-períodos Δt_1 e quatro sub-períodos Δt_2 , tal que

$$\Delta t_1 = \frac{w_{t,eq} - (\pi - \gamma_m)}{4\pi f}, \quad (5.15)$$

a que corresponde

$$\Delta B_1 = B_{t,max} - B_{t,max} \frac{\pi - \gamma_m}{w_{t,eq}}, \text{ e} \quad (5.16)$$

$$\Delta t_2 = \frac{\pi - \gamma_m}{2\pi f}, \quad (5.17)$$

em que

$$\Delta B_2 = B_{t,max} \frac{\pi - \gamma_m}{w_{t,eq}}. \quad (5.18)$$

O valor médio da variação da indução magnética correspondente é

$$\dot{B}_{\text{med}} = \frac{1}{\Delta B} \left[\left(\frac{\Delta B_1}{\Delta t_1} \right)^2 4\Delta t_1 + \left(\frac{\Delta B_2}{\Delta t_2} \right)^2 4\Delta t_2 \right] = \frac{4\pi f B_{t,\text{max}}}{w_{t,eq}} \left(2 - \frac{\pi - \gamma_m}{w_{t,eq}} \right). \quad (5.19)$$

Utilizando os resultados de (5.14) e (5.19) em (5.9), a frequência de normalização equivalente para a avaliação das perdas no ferro dos dentes do estator é

$$\begin{cases} f_{eq,t} = \frac{4f}{\pi w_{t,eq}} & , w_{t,eq} \leq \pi - \gamma_m \\ f_{eq,t} = \frac{4f}{\pi w_{t,eq}} \left(2 - \frac{\pi - \gamma_m}{w_{t,eq}} \right) & , w_{t,eq} > \pi - \gamma_m \end{cases}. \quad (5.20)$$

Quanto aos elementos de ferro do estator, a variação da indução magnética que lhes corresponde é representada na Figura 5.3, para a qual, a frequência equivalente, é

$$f_{eq,y} = \frac{8f}{\pi \gamma_m}. \quad (5.21)$$

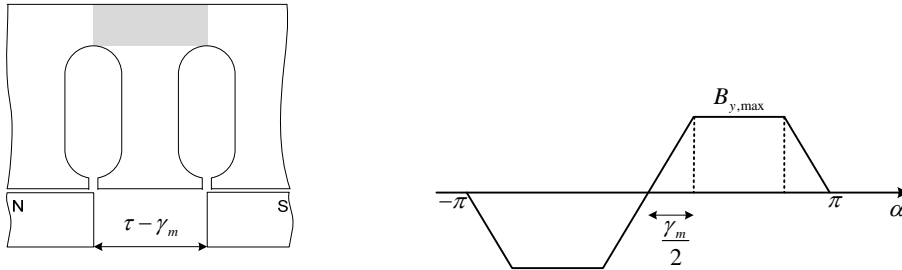


Figura 5.3: Forma de onda da indução magnética num elemento do núcleo do estator.

A partir da formulação das perdas no ferro de acordo com (5.11) e tendo em consideração que $\Delta B_{t(y)}/2 = B_{\text{max},t(y)}$, é possível escrever a seguinte expressão para a determinação analítica das perdas no ferro da máquina de IPFA:

$$P_{Fe} = P_{Fe,s} d_{Fe} \frac{f}{50^\alpha} \sum_{k=1}^N \left(V_{tk} \sum_{i=1}^n f_{eq,t}^{\alpha-1} B_{\text{max},ti}^\beta \right) + P_{Fe,s} d_{Fe} \frac{f}{50^\alpha} \sum_{k=1}^N \left(V_{yk} \sum_{i=1}^n f_{eq,y}^{\alpha-1} B_{\text{max},yi}^\beta \right), \quad (5.22)$$

em que $P_{Fe,s}$ são as perdas específicas do ferro, em W/kg, à frequência de 50 Hz, sob indução sinusoidal, d_{Fe} é a massa volúmica do ferro, f é a frequência eléctrica fundamental, $V_{t(y)k}$ é o

volume dos dentes (do núcleo de ferro) no plano de computação k , $f_{eq,t(y)}$ a frequência de normalização nos dentes (no núcleo do estator), de acordo com (5.20) e (5.21), e $B_{max,t(y)i}$ é a indução máxima nos diferentes elementos dos dentes (núcleo do estator) do plano k . As induções máximas aqui utilizadas são as obtidas através da rede de relutâncias, descrita na secção 4.3.3..

As perdas específicas do ferro e o parâmetro β são obtidos por ajuste à curva disponibilizada pelo fabricante para o material laminado M470-50A, sob indução sinusoidal à frequência de 50 Hz, (Figura 5.4), tendo-se obtido $P_{Fe,s} = 1,75 \text{ W/kg}$, $\beta = 1,6$ para $B_{max} < 1 \text{ T}$ e $\beta = 2,2$ para $B_{max} \geq 1 \text{ T}$. O ajuste do parâmetro α é realizado através da variação das perdas específicas do ferro na gama de frequências de 50 a 60 Hz, a que corresponde $\alpha = 1,3$.

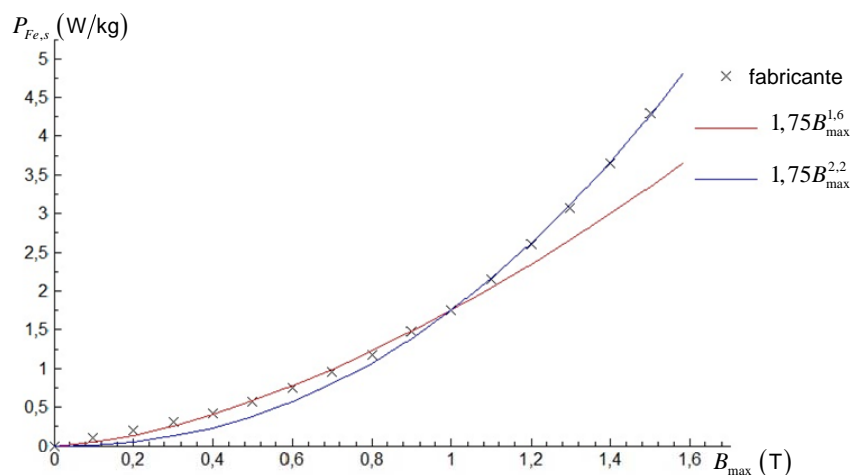


Figura 5.4: Perdas específicas no ferro laminado M470-50A, sob indução sinusoidal à frequência de 50 Hz.

5.3.3. Variação das perdas no ferro com a temperatura

Para uma determinada indução magnética, a temperatura de funcionamento da máquina eléctrica influencia as perdas no ferro. As perdas no ferro diminuem com o aumento da temperatura por aumento da resistividade do ferro laminado, o que reduz a indução das correntes de Foucault. O modelo parcelar das perdas no ferro permite a inclusão da variação das perdas com a temperatura de forma directa, recorrendo à lei de variação da resistividade do material com a temperatura.

No modelo de Steinmetz modificado, a inclusão da variação das perdas no ferro com a temperatura é realizada recorrendo à determinação dos parâmetros da lei de variação por ajuste a resultados experimentais, como realizado por Albach, *et al.* (1996) para núcleos de ferrite. Smith e Edey (1995) avaliaram a variação das perdas no ferro de máquinas de indução, para uma indução sinusoidal de 1,5 T a 50 Hz, na gama de temperaturas de 20 a 80 °C, em -3%, sendo portanto pouco significativa. Acresce ainda que a não consideração da variação das perdas no ferro com a temperatura, maximiza o valor destas, o que se traduz numa margem de segurança no projecto térmico da máquina.

5.4. PERDAS SUPLEMENTARES

As perdas suplementares¹ são perdas atribuídas a fenómenos complexos anómalos, associadas a harmónicos espaciais da indução magnética introduzidos pelas estruturas físicas (forma das ranhuras e tipo de enrolamentos, *e.g.*) na envolvente da região activa da máquina. Outras componentes das perdas suplementares são devidas a fluxos de fugas que ligam condutores vizinhos e partes estruturais da máquina, induzindo correntes de Foucault no ferro activo e em outros materiais não magnéticos (Nailen, 1989; Zhan, 2010). As perdas suplementares apresentam uma maior dependência da corrente em detrimento da dependência da tensão, ou seja, são maioritariamente dependentes da carga.

Na ausência de um modelo eficaz para a previsão das perdas suplementares, a estimativa desta parcela de perdas é realizada através de uma fracção da potência fornecida, P_f , *i.e.*,

$$P_{str} = k_{str} P_f . \quad (5.23)$$

A normalização proposta pela IEC estabelece k_{str} igual a 2,5% para máquinas de indução com potência nominal inferior a 1 kW, com valores decrescentes até 0,5% para 10 MW (IEC-60034,

¹ “*Stray load losses*”, na literatura anglo-saxónica.

2007). A norma atribui a esta estimativa um nível de incerteza médio-alto, reservando o nível de incerteza baixo, quando estas perdas são determinadas por via experimental. Embora a norma não extrapole a utilização destes coeficientes para máquinas síncronas, Gieras e Wing (2002) propõem valores da mesma ordem de grandeza para máquinas de ímanes permanentes.

5.5. PERDAS MECÂNICAS

As perdas mecânicas na máquina de IPFA, sem ventilação forçada, podem ser subdivididas em perdas por atrito nos rolamentos e por fricção entre as superfícies em movimento e o fluido envolvente. Estas perdas são proporcionais à velocidade de rotação, pelo que, em máquinas para aplicações a baixas velocidades, não são determinantes. As duas parcelas de perdas mecânicas da máquina de IPFA são estimadas recorrendo a uma formulação semi-empírica, proposta por Gieras, *et al.* (2004) e Pyrhönen, *et al.* (2008).

As perdas por atrito nos rolamentos são dependentes das forças axiais e radiais a que aqueles estão submetidos. Em configurações de duplo entreferro, com uma montagem cuidada dos elementos da máquina, os esforços axiais são praticamente nulos. Os esforços radiais resultam do peso da estrutura do rotor, incluindo o veio da máquina. Estas perdas são estimadas através de (Gieras, *et al.*, 2004)

$$P_{mec,a} = 0,06k_{mec,a}n(m_r + m_v), \quad (5.24)$$

em que o factor $k_{mec,a}$ pode variar de 1 a 3 m²/s², dependendo do tipo de rolamentos utilizado, n é a velocidade de rotação da máquina, em min⁻¹, m_r é a massa do rotor e m_v é a massa do veio.

As perdas por fricção no disco rotórico de raio externo, r_{out} , e raio interno coincidente com o raio do veio, r_v , a rodar à velocidade n , são expressas por (Gieras, *et al.*, 2004)

$$P_{mec,f} = \frac{1}{2}c_d d_{ar} \left(2\pi \frac{n}{60}\right)^3 (r_{out}^5 - r_v^5), \quad (5.25)$$

onde c_d é o coeficiente de resistência aerodinâmica, avaliado através de

$$c_d = \frac{3,87}{\sqrt{Re}}, \quad (5.26)$$

quando o número de Reynolds rotacional, Re , é inferior a 3×10^5 . O número de Reynolds quantifica a razão entre as forças inercial e de fricção e é dado por (Pyrhönen, *et al.*, 2008)

$$Re = \frac{2\pi n d_{ar}}{60 \mu_{ar}} r_{out}^2. \quad (5.27)$$

Nas expressões anteriores d_{ar} e μ_{ar} são a massa volúmica e a viscosidade dinâmica do fluido de refrigeração, o ar, que, a 1 atm e 20 °C, valem $1,2 \text{ kg/m}^3$ e $1,74 \times 10^{-5} \text{ Pa.s}$, respectivamente. A formulação anterior despreza a fricção na superfície cilíndrica da periferia do rotor. Tendo em consideração a baixa viscosidade dinâmica do ar, a parcela de perdas por fricção no disco rotórico é geralmente desprezável.

5.6. PERDAS POR CORRENTES DE FOUCAULT NOS ÍMANES PERMANENTES E NA ESTRUTURA DO ROTOR

A presença de harmónicos na forma de onda da indução magnética no entreferro pode induzir correntes de Foucault nos ímanes permanentes e na estrutura rotórica de suporte dos mesmos.

O conteúdo harmónico devido à reacção do induzido é desprezável, pois a permeância equivalente do entreferro e dos ímanes na periferia do rotor é elevada, mas a variação periódica da permeância do entreferro, introduzida pela abertura das ranhuras, pode conduzir a um conteúdo harmónico apreciável na forma de onda do fluxo magnético indutor. A frequência fundamental dos harmónicos de ranhura é

$$f_{wr} = \frac{Qpn}{60}, \quad (5.28)$$

ou seja, Q vezes superior à frequência eléctrica, sendo Q o número de ranhuras do estator. Por não estarem em sincronismo com o rotor, os harmónicos de ranhura induzem correntes de Foucault nos ímanes permanentes e na estrutura do rotor, cuja intensidade depende da

condutividade eléctrica dos mesmos. A condutividade dos ímanes de NdFeB é 4 a 9 vezes inferior à do cobre, mas, ainda assim, suficientemente alta para que ocorra a indução de correntes de Foucault. O maior perigo, decorrente destas perdas nos ímanes, é o aumento da temperatura de funcionamento destes, o que pode levar à desclassificação das propriedades magnéticas ou mesmo a alterações irreversíveis.

A indução de correntes de Foucault nos materiais condutores do rotor é mais significativa para velocidades elevadas e quando o estator utiliza ranhuras abertas. A utilização de ranhuras semi-abertas reduz substancialmente a amplitude dos harmónicos de ranhura, como se demonstra na Figura 5.5.

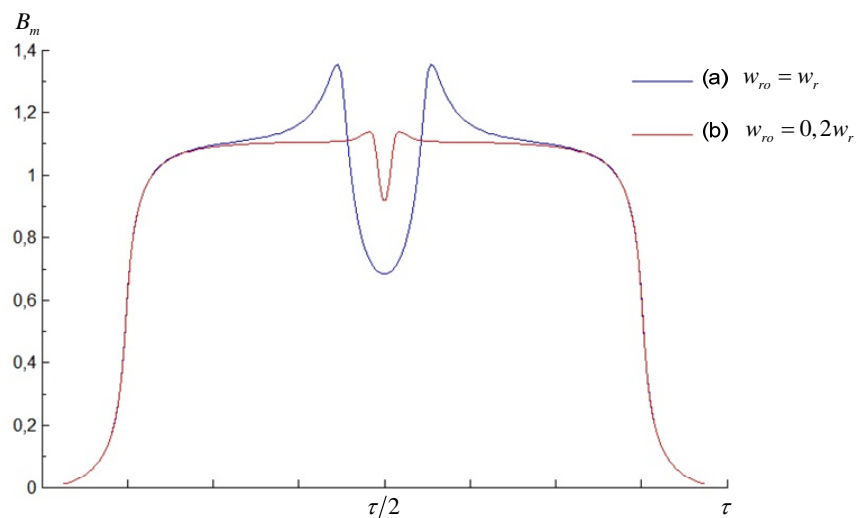


Figura 5.5: Formas de onda da indução magnética devida aos ímanes permanentes ao longo de um passo polar na presença de (a) uma ranhura aberta e de (b) uma ranhura semi-aberta.

Tendo por base as considerações anteriores, as perdas por indução de correntes de Foucault no rotor da máquina de IPFA em análise não deverão atingir valores significativos, pelo que não serão aqui objecto de cálculo diferenciado. De salientar que, para máquinas de elevada velocidade e/ou com ranhuras abertas, as perdas por correntes Foucault nos ímanes e na estrutura de suporte dos mesmos podem atingir valores significativos, pelo que se recomenda a avaliação das mesmas, recorrendo a metodologias analíticas como as propostas por Gieras, *et al.* (2004) ou a uma análise baseada em elementos finitos.

5.7. MODELO TÉRMICO

O comportamento térmico da máquina de IPFA é decisivo na avaliação do risco de desmagnetização dos ímanes, por sobrelevação da temperatura de funcionamento, e da integridade estrutural do rotor, atendendo a que os ímanes são, geralmente, colados à estrutura rotórica, o que torna a fixação dos mesmos susceptível à temperatura.

A densidade de corrente máxima admissível é também função do regime de transferência de calor da máquina. Em máquinas de baixas velocidades, a temperatura de funcionamento é maioritariamente ditada pelas perdas Joule, pelo que os limites na capacidade de transferência de calor reflectem-se na limitação da densidade de corrente na máquina.

A temperatura de funcionamento da máquina deve ainda respeitar os limites térmicos associados ao sistema de isolamento da máquina. Os materiais isolantes são classificados em função da sua capacidade para resistir a elevadas temperaturas (IEC-60085, 2007). O valor numérico das classes térmicas determina a temperatura máxima recomendada em serviço contínuo (em graus Celsius). As classes térmicas mais usuais são 130(B), 155(F) e 180(H). Se a máquina for sujeita a sobrelevações de temperatura para além das permissíveis, o tempo de vida útil dos materiais isolantes é reduzido exponencialmente (Pyrhönen, *et al.*, 2008).

As particularidades construtivas das máquinas de IPFA diferenciam-nas, em termos de análise térmica, das máquinas radiais. Salienta-se, por exemplo, o comportamento interno do fluido no entreferro que é distinto nas duas estruturas. Embora a análise térmica das configurações radiais esteja bem documentada e validada experimentalmente, dos quais se destacam os trabalhos de Boglietti, Cavagnino e Staton na última década (Boglietti, Cavagnino, 2007; Boglietti, *et al.*, 2003; Boglietti, *et al.*, 2006a; Boglietti, *et al.*, 2006b; Boglietti, *et al.*, 2008; Boglietti, *et al.*, 2009a; Boglietti, *et al.*, 2009b; Staton, *et al.*, 2005), o estudo do comportamento térmico das máquinas axiais ainda é parco, o que aumenta o nível de incerteza em alguns parâmetros, cuja definição depende de validação experimental.

Gieras, *et al.* (2004) e Scowby, *et al.* (2004) apresentam modelos térmicos para máquinas de IPFA, duplo entreferro, estator interno, com ventilação forçada. Parviainen (2005) apresenta um modelo térmico para uma máquina de IPFA, duplo entreferro, rotor interno, com um circuito de circulação de água. Mais recentemente, surge um trabalho realizado através de uma análise termo-magnética de uma máquina de IPFA, com recurso ao método dos elementos finitos (Marignetti, *et al.*, 2008).

5.7.1. Transferência de calor

Os mecanismos físicos de remoção do calor de uma máquina eléctrica são a condução, a convecção, natural ou forçada, e a radiação. A transferência de calor por condução é relevante, nomeadamente, quando a máquina é acoplada a outros elementos do sistema através de superfícies de dimensões consideráveis. A condução desempenha também um papel importante na transferência de calor interna na máquina. A convecção é, geralmente, o mecanismo de transferência de calor mais significativo numa máquina eléctrica. Para elevadas densidades de potência, torna-se necessário recorrer à convecção forçada, em que, por mecanismos adicionais, se garante a circulação de um fluido de arrefecimento através da máquina. A percentagem de transferência de calor por radiação é geralmente moderada, embora possa atingir valores significativos se as superfícies forem caracterizadas por uma emissividade elevada.

5.7.1.1. Condução

A transferência de calor por condução tem por base a interacção molecular, na qual as moléculas com uma energia superior (onde se regista uma maior temperatura) libertam energia para moléculas adjacentes com um nível inferior de energia, e também a transferência de calor entre electrões livres, sendo esta mais significativa quanto maior for o número daqueles, o que potencia a boa condução de calor nos metais puros, sendo, obviamente, baixa nos dieléctricos. A transferência de calor por condução rege-se pela lei de Fourier

$$\phi_h = -\sigma_{th} S \nabla T, \quad (5.29)$$

sendo ϕ_{th} o fluxo de calor, ou seja, a quantidade de energia transferida por unidade de tempo, σ_{th} a condutividade térmica, variável com a temperatura, S a área de transferência de calor e ∇T o gradiente térmico. Considerando o fluxo de calor unidireccional ao longo do comprimento l de um volume de controle, com secção S isotérmica, e uma diferença de temperatura $\theta > 0$ entre as duas superfícies, a equação anterior é simplificada, obtendo-se

$$\phi_{th} = \sigma_{th} S \frac{\theta}{l}. \quad (5.30)$$

A razão entre a diferença de temperatura e o fluxo de calor permite especificar a resistência térmica para a transferência de calor por condução, com analogia à resistência dos circuitos eléctricos, obtendo-se

$$R_u = \frac{\theta}{\phi_{th}} = \frac{l}{\sigma_{th} S}. \quad (5.31)$$

A resistência térmica de condução é um parâmetro concentrado utilizado para modelar a condução através de uma região ou através de uma interface entre duas regiões distintas. Em máquinas eléctricas, a resistência térmica de contacto entre dois materiais deve-se essencialmente aos efeitos das rugosidades das superfícies, como exemplificado na Figura 5.6, na interface entre a ranhura e o dente do estator da máquina de IPFA, com pontos de contacto intercalados por lacunas de ar.

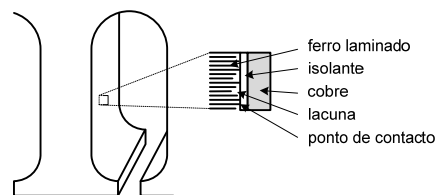


Figura 5.6: Interface entre a ranhura e o ferro do dente da máquina de IPFA.

A transferência de calor por condução ocorre através dos pontos de contacto e através das lacunas, o que pode ser modelado por duas resistências em paralelo. Geralmente, a área de contacto é pequena e a maior contribuição para a condução é através das lacunas (Incropera, *et al.*, 2007; Pyrhönen, *et al.*, 2008).

O quantificação precisa das resistências de contacto é realizada através de testes experimentais, medindo-se os coeficientes de transferência de calor por condução, $h_{th,u}$, a partir dos quais se define a resistência de contacto, através de (Staton, *et al.*, 2005)

$$R_u = \frac{1}{h_{th,u} S} . \quad (5.32)$$

Sem recurso a resultados experimentais, as resistências de contacto são modeladas por lacunas preenchidas por ar, através de (5.31), residindo aqui um elevado grau de incerteza na previsão do modelo térmico, tendo em consideração a imprecisão no comprimento l , que depende da rugosidade das superfícies, da pressão e de tolerâncias utilizadas no processo de fabrico.

As principais interfaces na máquina de IPFA são condutores - material isolante - ferro do estator e núcleo do estator - carcaça. Estas resistências térmicas são usualmente as maiores resistências nos percursos do fluxo de calor e, como tal, são as principais responsáveis pela sobrelevação da temperatura da máquina.

5.7.1.2. Convecção

Cumulativamente ao mecanismo de transferência de calor por condução, nas máquinas eléctricas ocorre a transferência de calor por convecção, natural ou forçada, entre uma superfície e um fluido em movimento. Este modo de transferência de calor inclui dois mecanismos: aditivamente à transferência de energia devido ao movimento molecular aleatório (difusão), a energia é também transferida através do movimento macroscópico do fluido, na presença de um gradiente da temperatura.

Na convecção forçada, são utilizados dispositivos externos que assistem o movimento do fluido refrigerante, enquanto na convecção natural o movimento daquele é provocado por variações na densidade, resultantes das diferenças de temperatura, *i.e.*, à medida que aumenta a temperatura do fluido, a densidade deste varia localmente, o que induz forças ascensionais e o movimento do mesmo. Nas máquinas de IPFA, incorre ainda, na convecção natural, o movimento do(s) disco(s)

rotórico(s), que actuam como sistemas de auto-ventilação, com relevância no arrefecimento da máquina se o projecto for orientado nesse sentido (Scowby, *et al.*, 2004).

A utilização de dispositivos de ventilação forçada acoplados ao veio e accionados à velocidade da máquina de IPFA, quando esta é projectada para baixas velocidades, não é eficaz no aumento substancial da velocidade do fluido de refrigeração e raramente é utilizado (Gieras, *et al.*, 2004). À medida que a potência da máquina de IPFA aumenta, o diâmetro externo aumenta na proporção de $\sqrt[3]{P}$ (como demonstrado na secção 3.4.2.), o que reduz significativamente a razão entre a capacidade de dissipação de calor da máquina por convecção natural e a energia de perdas, sendo frequente o recurso a sistemas de convecção forçada externamente alimentados. Os fluidos de refrigeração mais frequentes são o ar e a água. A análise e metodologias aqui realizadas, envolvendo o mecanismo de convecção, são limitadas à convecção natural, remetendo-se a convecção forçada, para projectos futuros.

A lei de Newton para o arrefecimento estabelece um modelo simples para o cálculo da transferência de calor por convecção, através de um coeficiente de transferência de calor, $h_{th,v}$, sendo

$$\phi_{th} = h_{th,v} S \theta, \quad (5.33)$$

onde ϕ_{th} é o fluxo de calor, com o sentido definido pela diferença de temperatura θ positiva e S é a área de transferência de calor. O coeficiente de transferência de calor convectivo apresenta uma dependência complexa, não só das propriedades físicas do fluido e da sua velocidade, mas também das dimensões da superfície por onde o calor é transferido. A previsão teórica do valor de $h_{th,v}$, aplicando balanços de quantidade de movimento e de calor, só é determinística para casos muito simples. Devido ao número elevado de variáveis envolvidas no processo de transferência de calor convectivo, é comum agrupar as variáveis sob a forma adimensional e estabelecer correlações entre elas, usando dados experimentais. A vantagem de se trabalhar com correlações empíricas, para além da redução do número de variáveis, é a sua aplicação em diversas situações/sistemas desde que estas se situem na sua gama de validade (Incropera, *et al.*, 2007).

Da equação (5.33), é possível definir a resistência térmica de convecção, através de

$$R_v = \frac{\theta}{\phi_{th}} = \frac{1}{h_{th,v}S}. \quad (5.34)$$

Na máquina de IPFA de duplo entreferro, rotor interno, a convecção é prevalente entre a carcaça da máquina e o ambiente, entre a superfície dos enrolamentos não activos e a envolvente destes e entre o estator e o rotor, através do entreferro. A temperatura dos ímanes permanentes (e da estrutura de suporte) será definida essencialmente pela transferência de calor entre o estator e o rotor, através da região do entreferro, cumulativamente com a transferência de calor originária nas perdas mecânicas, através do disco do rotor. Daqui, resulta a necessidade de definir com precisão o coeficiente de transferência de calor convectivo entre o estator e o rotor, o que só é possível através de correlação de resultados experimentais, recolhidos em condições geométricas similares às que se pretende que modele. Os modelos sugeridos na literatura para o sistema estator – rotor orientados axialmente, dos quais se destacam os propostos por Beretta e Malfa (2003), Boutarfa e Harmand (2003), Harmand, *et al.* (2000), Howey, *et al.* (2009) e Pellé e Harmand (2007a) e (2007b), não incluem o efeito das ranhuras do estator. A presença destas pode induzir um comportamento turbulento no fluido, o que potencia a transferência de calor.

5.7.1.3. Radiação

A terceira forma de transferência de calor é a radiação electromagnética, emitida na gama de comprimentos de onda 0,1 a 100 μm , e tem a particularidade de não requerer um meio físico para que ocorra. A radiação é descrita pela equação de Stefan-Boltzmann,

$$\phi_{th} = S\varepsilon_{th,r}\sigma_{SB}(T_1^4 - T_2^4), \quad (5.35)$$

sendo T_1 e T_2 as temperaturas absolutas das superfícies radiante e absorvente, respectivamente, $\sigma_{SB} = 5,67 \times 10^{-8} \text{ W}/(\text{K}^4 \cdot \text{m}^2)$ a constante de Stefan-Boltzmann e $\varepsilon_{th,r}$ é a emissividade relativa entre

as superfícies emissora e absorvente. Se toda a radiação emitida pela superfície S_1 atingir a superfície S_2 , a emissividade relativa é (Pyrhönen, *et al.*, 2008)

$$\frac{1}{\varepsilon_{th,r}} = \frac{1}{\varepsilon_{th1}} + \frac{S_1}{S_2} \left(\frac{1}{\varepsilon_{th2}} - 1 \right), \quad (5.36)$$

em que $\varepsilon_{th(2)}$ é a emissividade da superfície 1(2). A emissividade é uma propriedade da superfície e providencia uma medida da eficiência da emissão de energia de uma superfície relativamente a um corpo negro, para o qual a emissividade é máxima e igual a um.

Um caso particular de radiação ocorre entre uma superfície pequena, S , à temperatura absoluta T_1 e outra muito maior, isotérmica, à temperatura quiescente, T_∞ . Nestes condições, prova-se que a diferença entre a radiação e a irradiação da superfície da máquina é (Incropera, *et al.*, 2007)

$$\phi_{th} = S \varepsilon_{th} \sigma_{SB} (T_1^4 - T_\infty^4). \quad (5.37)$$

A equação (5.37) permite modelar as trocas de energia entre as superfícies externas da máquina e o meio ambiente. A radiação interna de uma máquina eléctrica, modelada através de (5.35) e (5.36), é considerada relevante apenas entre as superfícies separadas por ar, dado que, como este é pouco absorvente, o fluxo de calor é mais significativo.

É também aqui possível definir a resistência térmica por radiação, que fornece uma linearização para este modo de transferência de calor, através de

$$R_r = \frac{1}{h_{th,r} S}, \quad (5.38)$$

sendo $h_{th,r}$ o coeficiente de transferência de calor por radiação, correspondente a

$$h_{th,r} = \varepsilon_{th,r} \sigma_{SB} \frac{T_1^4 - T_2^4}{T_1 - T_2}. \quad (5.39)$$

5.7.2. Rede de resistências térmicas

A distribuição da temperatura numa máquina eléctrica é o resultado dos processos de transferência de calor no interior da mesma e desta para o meio envolvente. Uma forma simples de lidar com o problema de transferência de calor numa estrutura complexa como a máquina eléctrica, é o recurso ao circuito térmico equivalente, que é suficiente para os propósitos do projecto daquela, ou seja, guiar o projectista nos valores da densidade de corrente eléctrica, fluxo magnético e frequência que podem ser utilizados, e na definição do fluxo do fluido de refrigeração, no caso de sistemas de convecção forçada.

Os circuitos térmicos equivalentes estabelecem uma analogia com os circuitos eléctricos, através da dualidade entre quantidade de calor e carga eléctrica, fluxo de calor e intensidade de corrente, densidade de fluxo de calor e densidade de corrente, diferença de temperatura e diferença de potencial, resistência térmica e resistência eléctrica, fonte de calor e fonte de corrente e também entre capacidade térmica e capacidade eléctrica. Relativamente a esta última, importa clarificar que a quantidade de calor, Q_{th} , acumulada num corpo de massa m , é

$$Q_{th} = mc_p \theta, \quad (5.40)$$

sendo c_p a capacidade específica de calor do material e θ o aumento da temperatura causado por Q_{th} . Através das analogias estabelecidas entre os circuitos térmico e eléctrico, facilmente se verifica que a capacidade térmica de um determinado corpo é $C_{th} = mc_p$. O circuito térmico equivalente aqui proposto para a máquina de IPFA é desenvolvido para a análise em regime permanente e, como tal, as capacidades térmicas da máquina são omissas.

A rede de resistências térmicas da máquina de IPFA é desenvolvida tendo por base alguns pressupostos, a seguir apresentados, e que definem o domínio de validade da mesma.

As resistências térmicas propostas anteriormente, através das equações (5.31) e/ou (5.32), (5.34) e (5.38), esta última, em conjunto com (5.39), são definidas através de coeficientes, em rigor, variáveis com a temperatura, pelo que a resolução da rede de resistências térmicas é um

problema não linear. Na análise efectuada, a condutividade térmica e o coeficiente de transferência de calor convectivo são considerados constantes e definidos numa gama de temperaturas expectáveis e usuais em máquinas eléctricas, pelo que o erro que se comete, com a introdução da sua invariância com a temperatura, é desprezável. As resistências térmicas por radiação apresentam, na sua formulação, uma dependência considerável das temperaturas envolvidas, pelo que são consideradas variáveis no modelo e calculadas recursivamente na resolução da rede de resistências térmicas.

Como o modelo térmico é desenvolvido excluindo a convecção forçada, o problema é iterado, ajustando as perdas Joule até que a sobrelevação da temperatura no nó que modela a carcaça seja inferior ou igual a 40 K, definido-se assim o limite térmico da densidade de corrente máxima admissível nas ranhuras da máquina. A sobrelevação da carcaça de 40 K é escolhida tendo em consideração a aplicação em causa da máquina de IPFA, para a qual se admite que as superfícies expostas podem atingir 60 °C, para uma temperatura ambiente quiescente de 20 °C. Aplicações distintas, como as industriais ou propulsão eléctrica, devem considerar temperaturas quiescentes diferentes da temperatura ambiente.

Assume-se uma simetria térmica circunferencial e também uma simetria em torno do plano radial médio da máquina (a meio do rotor). Neste pressuposto, desprezam-se as resistências térmicas de contacto do acoplamento mecânico no veio e da carcaça a outros dispositivos.

A anisotropia do ferro laminado é utilizada para reduzir a complexidade do circuito equivalente, ou seja, despreza-se a condutividade térmica do ferro na direcção radial, admitindo-se que o calor é transmitido na direcção axial da máquina. O ferro laminado apresenta condutividades térmicas perfeitamente distintas nas duas direcções, 22 a 40 W/(m.K) na direcção da laminação e apenas 0,6 W/(m.K) na direcção perpendicular à aquela, o que valida a simplificação considerada.

As perdas no ferro são geradas de forma distribuída e uniforme em cada volume de controle (dentes e núcleo do estator), através do qual se processa a transferência de calor, suposta unidimensional, na direcção axial da máquina. Em consequência, o fluxo de calor não é constante

e independente da coordenada espacial, pelo que o conceito de resistência térmica de condução não modela de forma cabal a transferência de calor.

Utilizando a equação da difusão de calor unidireccional, para o volume de controle da Figura 5.7, com uma geração uniforme de energia (Incropera, *et al.*, 2007),

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{P_{Fe}}{2lS\sigma_{th}} = 0, \quad (5.41)$$

e as condições de fronteira assimétricas, definidas por $T(-l) = T_1$ e $T(l) = T_2$, a distribuição da temperatura é definida por

$$T(x) = \frac{P_{Fe}l}{4S\sigma_{th}} \left(1 - \frac{x^2}{l^2} \right) + \frac{T_2 - T_1}{2} \frac{x}{l} + \frac{T_2 + T_1}{2}. \quad (5.42)$$

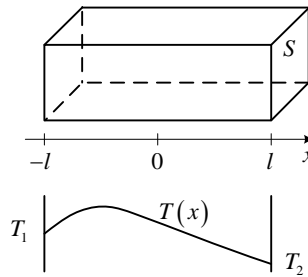


Figura 5.7: Transferência de calor por condução num volume de controle com geração de energia distribuída e uniforme e condições de fronteira assimétricas.

O fluxo de calor em qualquer ponto pode ser determinado através da lei de Fourier,

$$\phi_{th}(x) = \frac{P_{Fe}}{2} \frac{x}{l} - \frac{T_2 - T_1}{R_u}, \quad (5.43)$$

com R_u igual à resistência térmica de condução do volume de controle, suposto sem geração de energia.

A temperatura média no volume de controle, avaliada através de (5.42), é

$$T_{med} = \frac{T_2 + T_1}{2} - P_{Fe} \frac{R_u}{6}. \quad (5.44)$$

Utilizando (5.43), os fluxos de calor nas extremidades do volume de controle são

$$\phi_{th1} = \phi_{th}(-l) = -\frac{P_{Fe}}{2} + \frac{T_1 - T_2}{R_u} e \quad (5.45)$$

$$\phi_{th2} = \phi_{th}(l) = \frac{P_{Fe}}{2} + \frac{T_1 - T_2}{R_u}. \quad (5.46)$$

As equações (5.44) a (5.46) sugerem um modelo de parâmetros concentrados, de acordo com a Figura 5.8, permitindo assim a inclusão de elementos de volume com geração de energia distribuída na rede de relutâncias.

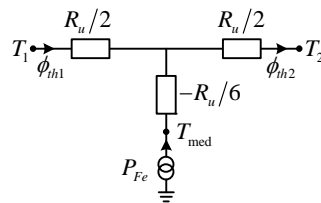


Figura 5.8: Modelo de parâmetros concentrados de um volume de controle com geração de energia distribuída e uniforme.

A definição da rede de resistências térmicas com percursos de fluxo de calor paralelos no estator para os vários planos de computação radiais considerados no Capítulo 4 permite contabilizar a distribuição disforme das perdas no ferro ao longo do raio da máquina. Neste trabalho, isso não é implementado, pois a complexidade acrescida pela introdução dos percursos em paralelo não se reflecte na precisão dos resultados, tendo em consideração outras simplificações introduzidas no modelo térmico. Todavia, recomenda-se essa metodologia se a variação da largura dos dentes ao longo do raio útil da máquina for significativa. No cálculo das resistências térmicas cujas variáveis dimensionais variam com o raio da máquina, utiliza-se o raio médio.

Os enrolamentos dispostos em ranhuras são termicamente anisotrópicos, quer na secção transversal daquelas quer na direcção radial da máquina. A simplificação introduzida na modelação dos enrolamentos considera a área transversal das ranhuras substituída por dois materiais homogéneos, um bloco central de cobre e outro, com os materiais isolante e de impregnação utilizado nas ranhuras, concentrado na periferia destas (Figura 5.9).

A condutividade térmica média dos materiais isolantes, para condutores com secção circular, é estimada através de (Pyrhönen, *et al.*, 2008)

$$\sigma_{th,med} \approx \sigma_{th} \left(\frac{D_{c,u}}{D_c - D_{c,u}} + \frac{D_c - D_{c,u}}{D_c} \right), \quad (5.47)$$

onde σ_{th} é a condutividade térmica dos isolantes, D_c é o diâmetro total do condutor, incluindo o isolamento, e $D_{c,u}$ é o diâmetro do fio de cobre.

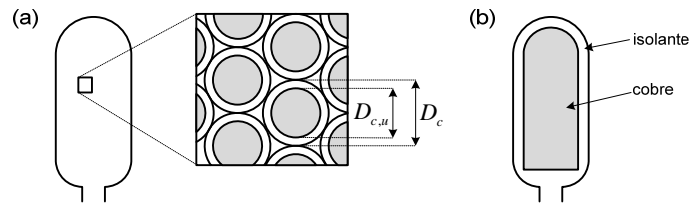


Figura 5.9: (a) Estrutura dos condutores na ranhura. (b) Modelo simplificado com dois materiais homogêneos.

A espessura equivalente dos materiais isolantes, é calculada através de

$$l_{l,eq} = \frac{S_r - S_{Cu,r}}{p_r}, \quad (5.48)$$

sendo S_r e $S_{Cu,r}$ as secções transversais da ranhura e do material de cobre útil, respectivamente, e p_r o perímetro da ranhura.

A condutividade térmica do cobre é muito superior à do isolamento, o que permite considerar nula a resistência térmica do cobre. A temperatura no volume do cobre é considerada uniforme e assume-se que o calor flui das ranhuras para os dentes, mas não directamente para o núcleo do estator. Este pressuposto é razoável tendo em consideração que a área de contacto da ranhura com os dentes é significativamente superior à área de contacto da ranhura com o núcleo do estator.

Os volumes de alumínio utilizados na máquina, por aquele apresentar também uma elevada condutividade térmica, são considerados com resistência térmica nula e temperatura uniformemente distribuída.

Os enrolamentos não activos da máquina apresentam uma superfície irregular, o que dificulta a modelação da transferência de calor nestes elementos. As superfícies destes elementos, nos raios interno e externo são aproximadas, respectivamente, por (cf. com a Figura 4.17)

$$S_{i,eq} \approx \left(2r_{in} \tan \frac{\tau_b}{2} + l_r \right) 2\pi r_{in} \quad e \quad (5.49)$$

$$S_{o,eq} \approx \left(2r_{out} \sin \frac{\tau_b}{2} + l_r \right) 2\pi r_{out} \quad . \quad (5.50)$$

Os parâmetros e coeficientes necessários ao modelo térmico da máquina de IPFA são estimados empiricamente, tendo por base valores de referência e formulações documentados na literatura, residindo aqui um grau de imprecisão elevado, especialmente quando as correlações empíricas são referenciadas para máquinas radiais, como o caso do coeficiente de transferência de calor por convecção para os enrolamentos não activos. Os valores de referência e formulações utilizados e recolhidos da literatura são reportados no Anexo C.

Tendo em consideração os pressupostos e simplificações enunciados, a rede de resistências térmicas da máquina de IPFA, cuja estrutura corresponde à do protótipo apresentado no Capítulo 7, é representada na Figura 5.10. Os subscritos utilizados nas resistências térmicas identificam os mecanismos de transferência de calor e os elementos da máquina, de e para onde aquela se processa, de acordo com a Tabela 5.1.

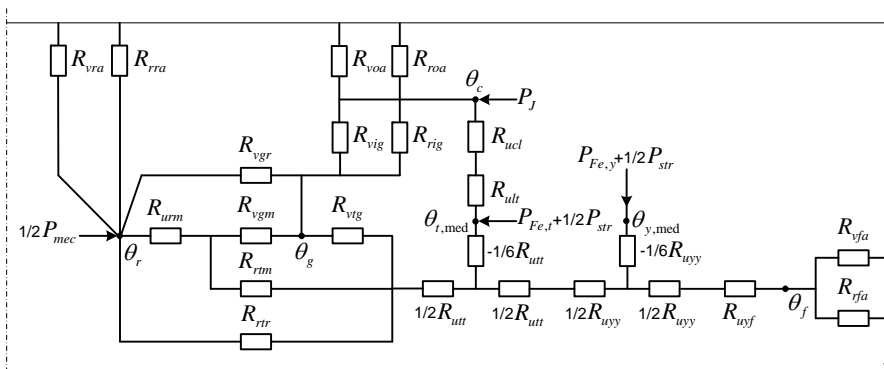


Figura 5.10: Rede de resistências térmicas do protótipo da máquina de IPFA (as fontes de corrente que modelam a injeção das perdas na rede, são suprimidas e representadas por setas).

A formulação matricial do problema é realizada através da análise nodal, caracterizada por

$$[P] = [G_{th}][\theta], \quad (5.51)$$

onde $[P]$ é o vector das potências de perdas injectadas, $[\theta]$ é o vector da sobrelevação da temperatura nos nós da rede e $[G_{th}]$ é a matriz das condutâncias térmicas, em que os diferentes elementos obedecem a

$$G_{th,ik} = -\frac{1}{R_{th,ik}} \text{ e} \quad (5.52)$$

$$G_{th,ii} = \sum_{k=0 \neq i}^n \frac{1}{R_{th,ik}}, \quad (5.53)$$

onde o nó $k=0$ representa a temperatura quiescente da envolvente da máquina, neste caso considerada igual a 20 °C (293,15 K), e n é o número de nós da rede.

Tabela 5.1: Designação das resistências da rede de resistências térmicas.

Mecanismo de transferência de calor	Condução	u
	Convecção	v
	Radiação	r
Elementos da máquina	Disco rotórico	r
	Ímanes permanentes	m
	Ambiente	a
	Entreferro	g
	Dentes do estator	t
	Núcleo de ferro do estator	y
	Condutores de cobre	c
	Enrolamentos não activos no raio externo	o
	Enrolamentos não activos no raio interno	i
	Isolamento e impregnação das ranhuras	l
	Carcaça	f

No vector das potências injectadas, as perdas mecânicas consideradas são metade das perdas mecânicas da máquina, P_{mec} , as perdas Joule, P_J , e as perdas no ferro, P_{Fe} , referem-se a um estator da máquina e as perdas suplementares por estator da máquina, P_{str} , são distribuídas entre os nós relativos à injeção das perdas no ferro nos dentes e no núcleo do estator.

A rede de resistências térmicas, assim definida, permite prever o perfil da temperatura no interior da máquina e estabelecer a densidade de corrente nos condutores.

Os modelos térmicos analíticos devem ser sujeitos a uma calibração, utilizando resultados experimentais, que permitem aferir a precisão dos mesmos. O nível de discretização poderá ser aumentado, caso os resultados teóricos e experimentais apresentem erros elevados. A discretização refere-se ao número de resistências a considerar no modelo de alguns elementos críticos, quer na direcção axial, quer na direcção radial. Um elemento crítico é constituído pelos condutores nas ranhuras, aqui modelados de forma muito simplista. A abordagem utilizada para o modelo dos elementos de ferro, com as perdas distribuídas ao longo do volume, pode ser extrapolada para modelar a resistência térmica dos condutores na direcção radial da máquina de IPFA.

Importa ainda referir a importância da transferência de calor por condução, através do contacto com os outros dispositivos do sistema em que a máquina se integra, que, na ausência de convecção forçada, pode ser significativa. O modelo da máquina pode ser melhorado com a inclusão da condução térmica através das superfícies de contacto com elementos de suporte e através do veio.

5.8. RESUMO

A previsão das perdas na fase do projecto da máquina eléctrica é determinante na antevisão do rendimento e no estabelecimento do modelo térmico da máquina.

As perdas Joule, embora tenham uma formulação simplificada, variam com a temperatura, devido à dependência da condutividade com aquela. A recursividade entre o comportamento térmico da máquina e as perdas Joule é gerida através da resolução iterativa da rede de resistências térmicas da máquina.

A modelação das perdas no ferro foi realizada através da formulação de Steinmetz modificada, de forma a incluir o conteúdo harmónico da indução magnética no estator da máquina. Esta

formulação é uma alternativa viável à segregação das perdas no ferro, nas parcelas de perdas por histerese e de correntes de Foucault, tendo em consideração que a informação parcelar não introduz vantagens no projecto da máquina, além de que os procedimentos de segregação utilizam mais aproximações e correlações empíricas que a formulação utilizada, na presença de induções magnéticas não sinusoidais.

A estimação das perdas mecânicas foi realizada através de uma formulação semi-empírica, mas, tendo em consideração a baixa velocidade da aplicação, estas perdas não são determinantes. Foram ainda identificadas as parcelas de perdas suplementares e as perdas no sistema rotórico, por indução de correntes de Foucault. As perdas suplementares são estimadas como uma fracção da potência fornecida e as perdas por indução de correntes de Foucault no disco rotórico e nos ímanes permanentes foram desprezadas, atendendo a que, em aplicações a baixas velocidades a indução de correntes de Foucault é limitada e a utilização de ranhuras semi-fechadas reduz consideravelmente a amplitude do conteúdo harmónico na indução magnética no entreferro.

O modelo térmico da máquina foi estabelecido através de uma rede de parâmetros concentrados, em que são utilizadas resistências térmicas para modelar os diferentes mecanismos de transferência de calor. O nível de discretização da rede de resistências térmicas pode ser aumentado, por calibração do modelo, utilizando resultados experimentais de um conjunto de máquinas com a configuração modelada. Acresce ainda que as correlações e parâmetros empíricos utilizados na modelação térmica da máquina de IPFA carecem de validação experimental, que, não sendo um objectivo deste trabalho, estabelece uma linha de investigação futura.

REFERÊNCIAS

- Albach, M.; Dürbaum, T.; Brockmeyer, A.; 1996. Calculating Core Losses in Transformers for Arbitrary Magnetizing Currents: A Comparison of Different Approaches. In *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '96*. Baveno, Italy, 23-27 June, 1996. Vol. 2, pp. 1463-1468.
- ArnoldMagnetics; 2010. Arnold Magnetic Technologies Corp. <http://www.arnoldmagnetics.com/> (Cited 29 June, 2010).
- Beretta, G. P.; Malfa, E.; 2003. Flow and Heat Transfer in Cavities Between Rotor and stator disks. *International Journal of Heat and Mass Transfer*. Vol. 46, n.º 15 (July, 2003). pp. 2715-2726.
- Bertotti, G.; 1988. General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 24, n.º 1 (January 1988). pp. 621-630.
- Boglietti, A.; Cavagnino, A.; 2007. Analysis of the End Winding Cooling Effects in TEFC Induction Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 43, n.º 5 (September-October, 2007). pp. 1214-1222.
- Boglietti, A., *et al.*; 2003. A Simplified Thermal Model for Variable-Speed Self-Cooled Industrial Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 39, n.º 4 (July-August, 2003). pp. 945-952.
- Boglietti, A., *et al.*; 2006a. Evaluation of Radiation Thermal Resistances in Industrial Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 42, n.º 3 (May-June 2006). pp. 688-693.
- Boglietti, A., *et al.*; 2006b. Thermal Analysis of Induction and Synchronous Reluctance Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 42, n.º 3 (May-June, 2006). pp. 675-680.
- Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Staton, D.; 2008. Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 44, n.º 4 (July-August 2008). pp. 1150-1159.
- Boglietti, A., *et al.*; 2009a. End Space Heat Transfer Coefficient Determination for Different Induction Motor Enclosure Types. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 45, n.º 3. pp. 929-937.
- Boglietti, A., *et al.*; 2009b. Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 56, n.º 3 (March, 2009). pp. 871-882.
- Boutarfa, R.; Harmand, S.; 2003. Local Convective Heat Exchanges and Flow Structure in a Rotor-Stator System. *International Journal of Thermal Sciences*. Vol. 42, n.º 12 (December, 2003). pp. 1129-1143.
- Deng, F.; 1999. An Improved Iron Loss Estimation for Permanent Magnet Brushless Machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 14, n.º 4 (December, 1999). pp. 1391-1395.
- Fish, E. G.; 1990. Soft Magnetic Materials. *Proceedings of the IEEE*. Vol. 78, n.º 6 (June, 1990). pp. 947-972.
- Gieras, J. F.; Wang, R.-J.; Kamper, M. J.; 2004. Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. Kluwer Academic Publishers. p. 340.

- Gieras, J. F.; Wing, M.; 2002. Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications, 2nd Edition. Marcel Dekker. p. 590.
- Graham, J. M.; 1982. Physical Origin of Losses in Conducting Ferromagnetic Materials. *Journal of Applied Physics*. Vol. 53 (November, 1982). pp. 8276-8280.
- Hanselman, D.; 2003. Brushless Permanent Magnet Motor Design, 2nd Edition. The Writers' Collective. p. 392.
- Harmand, S.; Watel, B.; Desmet, B.; 2000. Local Convective Heat Exchanges from a Rotor Facing a Stator. *International Journal of Thermal Sciences*. Vol. 39, n.º 3 (March, 2000). pp. 404-413.
- Howey, D. A.; Holmes, A. S.; Pullen, K. R.; 2009. Measurement of Stator Heat Transfer in Air-Cooled Axial Flux Permanent Magnet Machines. In *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON '09)* Porto, Portugal, 3-5 November, 2009. pp. 1197-1202.
- IEC-60034; 2007. Rotating Electrical Machines - Part 2-1: Standard Methods for Determining Losses and Efficiency from Tests (excluding machines for traction vehicles). Available from <http://www.iec.ch/>.
- IEC-60085; 2007. Electrical Insulation - Thermal Evaluation and Designation. Available from <http://www.iec.ch/>.
- Incropera, F. P., *et al.*; 2007. Fundamentals of Heat and Mass Transfer, 6th Edition. John Wiley & Sons. p. 997.
- Marignetti, F.; Delli Colli, V.; Coia, Y.; 2008. Design of Axial Flux PM Synchronous Machines Through 3-D Coupled Electromagnetic Thermal and Fluid-Dynamical Finite-Element Analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 55, n.º 10 (October, 2008). pp. 3591-3601.
- Miller, T. J. E.; Rabinovici, R.; 1994. Back-EMF Waveforms and Core Losses in Brushless DC Motors. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*. Vol. 141, n.º 3 (May, 1994). pp. 144-154.
- Nailen, R. L.; 1989. Can Field Tests Prove Motor Efficiency? *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 25, n.º 3. pp. 391-396.
- Parviainen, A., "Design of Axial-Flux Permanent-Magnet Low-Speed Machines and Performance Comparison Between Radial-Flux and Axial-Flux Machines", in Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
- Pellé, J.; Harmand, S.; 2007a. Heat Transfer Measurements in an Opened Rotor-Stator System Air-Gap. *Experimental Thermal and Fluid Science*. Vol. 31, n.º 3 (January, 2007). pp. 165-180.
- Pellé, J.; Harmand, S.; 2007b. Heat Transfer Study in a Discoidal System: The Influence of an Impinging Jet and Rotation. *Experimental Heat Transfer*. Vol. 20, n.º 4 (September, 2007). pp. 337-358.
- Pyrhönen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcová, V.; 2008. Design of Rotating Electrical Machines. John Wiley & Sons. p. 512.
- Reinert, J.; Brockmeyer, A.; De Doncker, R. W. A. A.; 2001. Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Based on the Modified Steinmetz Equation. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 37, n.º 4 (July/August 2001). pp. 1055-1061.

Scowby, S. T.; Dobson, R. T.; Kamper, M. J.; 2004. Thermal Modelling of an Axial Flux Permanent Magnet Machine. *Applied Thermal Engineering*. Vol. 24, n.º 2-3 (February, 2004). pp. 193-207.

Smith, A. C.; Edey, K.; 1995. Influence of Manufacturing Processes on Iron Losses. In *7th International Conference on Electrical Machines and Drives*. 11-13 September, 1995. pp. 77-81.

Staton, D.; Boglietti, A.; Cavagnino, A.; 2005. Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis in Small and Medium Size Industrial Induction Motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 20, n.º 3 (September, 2005). pp. 620-628.

Steinmetz, C. P.; 1984. On the Law of Hysteresis. *Proceedings of the IEEE*. Vol. 72, n.º 2 (February, 1984). pp. 197-221.

Zhan, Y., "Stray Loss Analysis of AC Machines Using Time-Stepped Finite Elements", PhD, in University of Alberta: Edmonton, 2010. p. 130.

CAPÍTULO 6

PROJECTO ASSISTIDO PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

ÍNDICE

6.	Projecto Assistido pelo Método dos Elementos Finitos	187
6.1.	Introdução.....	187
6.2.	O método dos Elementos Finitos	188
6.2.1.	O método de Galerkin.....	189
6.2.2.	Análise 2D versus análise 3D.....	191
6.2.3.	Condições de fronteira.....	191
6.2.4.	Discretização do domínio e precisão.....	193
6.3.	Indução magnética	195
6.3.1.	Indução magnética no entreferro.....	196
6.3.2.	Fluxo de fugas dos ímanes permanentes e do entreferro.....	197
6.4.	Indutâncias	198
6.4.1.	Indutâncias síncronas.....	198
6.4.2.	Indutâncias de magnetização	200
6.4.3.	Indutância de fugas nas ranhuras	201
6.4.4.	Indutância mútua entre os estatores	202
6.4.5.	Influência do nível de saturação do ferro do estator	203
6.4.6.	Comparação entre os resultados analíticos e os resultados obtidos pelo MEF	205
6.5.	Força Electromotriz em Vazio	206
6.6.	Binário Electromagnético	208
6.6.1.	Binário de ranhura	209
6.6.2.	Cálculo dos binários de ranhura e electromagnético	210
6.7.	Optimização do Volume de Material Magnético Permanente.....	215
6.7.1.	Fluxo totalizado em função do volume dos ímanes	216
6.7.2.	Coeficiente polar optimizado	220
6.8.	Resumo	223
	Referências.....	225

6. PROJECTO ASSISTIDO PELO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

6.1. INTRODUÇÃO

O recurso a ferramentas de análise baseadas no Método dos Elementos Finitos (MEF) no projecto de máquinas eléctricas tem ganho popularidade e importância nas últimas décadas. A sua funcionalidade não substitui o projecto analítico, mas complementa-o com uma análise local detalhada, realçando fenómenos de saturação locais ou gradientes perigosos, e.g., dificilmente perceptíveis sem a experimentação prática. De uma forma simplista, as ferramentas analíticas permitem uma macro solução do projecto da máquina eléctrica, enquanto a análise baseada no MEF providencia uma micro perspectiva daquele. A abordagem ao projecto através do MEF proposta neste capítulo não explora todas as funcionalidades da ferramenta no projecto de máquinas eléctricas, limitando-se a uma análise bidimensional, para a qual é relativamente simples interagir com a geometria da máquina, como se pretende nos moldes do projecto proposto neste trabalho.

A teoria fundamental subjacente ao MEF é introduzida na secção seguinte. Nas secções ulteriores são apresentados os resultados da análise numérica da indução magnética no espaço da máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA), investigam-se os fluxos de fugas dos ímanes e do entreferro e caracteriza-se a reacção do induzido, paralelamente ao cálculo das indutâncias. A fem induzida em vazio é investigada através da variação do fluxo magnético totalizado numa fase do estator.

Na secção 6.6., após uma breve caracterização dos aspectos mais relevantes do binário de ranhura, produzido por interacção entre a abertura das ranhuras e o fluxo magnético indutor em vazio, é apresentado o método do tensor de tensões de Maxwell, que, associado ao MEF,

providencia uma ferramenta extremamente útil na previsão do binário de ranhura e do binário electromagnético da máquina.

Por fim, é investigado o volume de material magnético permanente que maximiza o fluxo totalizado, orientado para a determinação do coeficiente polar óptimo na configuração da máquina de IPFA em análise.

6.2. O MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS

A análise electromagnética, governada pelas equações de Maxwell, é passível de ser formulada através de Equações Diferenciais Parciais (EDP), com recurso ao vector potencial magnético, A , e ao potencial escalar eléctrico, V , de acordo com a teoria descrita no Anexo D.

O Método dos Elementos Finitos (MEF) é uma técnica numérica de aproximação à solução de uma equação integral ou diferencial parcial, definida num certo domínio e com uma (ou mais do que uma) condição de fronteira associada, estando amplamente vulgarizado nesse propósito.

A ideia subjacente ao MEF é a de decompor o domínio da EDP num número finito de subdomínios, chamados elementos finitos, e aproximar a distribuição da variável dependente da EDP nos nós de cada um dos elementos finitos, através da resolução de um sistema de equações lineares. Este sistema é obtido a partir da EDP que modela o fenómeno e das condições de fronteira associadas, via uma formulação em termos de equações integro-diferenciais, usando um processo de interpolação polinomial, conhecido por método de Galerkin, ou a minimização de um funcional adequado, o método de Rayleigh-Ritz. Em ambos os casos, a formulação em termos das equações integro-diferenciais é aplicada a cada elemento finito. O agrupamento de todos os elementos resulta num sistema (global) de equações lineares, correspondentes ao domínio do problema em estudo.

O método de Rayleigh-Ritz, também conhecido por método variacional, consiste na minimização de um funcional, construído a partir da equação diferencial que modela o problema e que traduz a

energia associada ao problema em estudo. A solução deste problema é a função que minimiza o referido funcional.

O método de Galerkin consiste na minimização do integral do produto de um resíduo, determinado a partir da EDP original, com uma certa função peso. Esta formulação é mais frequente que a do método variacional, pelo facto da sua implementação ser mais simples, sendo as equações dos elementos finitos deduzidas directamente a partir da equação diferencial que modela o problema em estudo (Bastos, Sadowski, 2003).

A ferramenta de elementos finitos utilizada neste trabalho é o *software* comercial COMSOL Multiphysics 3.5a, módulo AC/DC, cuja formulação subjacente é o método de Galerkin (COMSOL, 2008).

6.2.1. O método de Galerkin

Um problema electromagnético definido num certo domínio D é descrito, de forma genérica, pela EDP

$$L\mathcal{G}(r,t) = f(r,t). \quad (6.1)$$

Nesta equação, L é um operador diferencial de segunda ordem, \mathcal{G} é a função (escalar ou vectorial) que se pretende determinar e f é uma função conhecida. Geralmente, \mathcal{G} e f são, simultaneamente, funções da posição no espaço $r = (x, y, z)$ e do tempo t .

Associado à EDP do tipo (6.1), existe um conjunto de condições de fronteira, que envolvem as funções do problema e o domínio em estudo e deverão garantir a unicidade da solução.

Para um dado problema electromagnético, as condições de fronteira associadas podem ser do tipo Dirichlet ou de Neumann. A condição do tipo Dirichlet consiste em assumir que a função \mathcal{G} tem um valor fixo na fronteira do domínio. Uma condição do tipo Neumann considera que a variação da função \mathcal{G} , ao longo da fronteira, segue uma lei conhecida.

O método de Galerkin é um caso particular do método do resíduo pesado. Este método consiste na formação de um resíduo construído através de

$$r^* = L\mathcal{G}^* - f, \quad (6.2)$$

o que implica a construção de uma função \mathcal{G}^* , para a qual o resíduo r^* é próximo de zero. A construção de \mathcal{G}^* corresponderá a uma interpolação da função \mathcal{G} , num dado elemento finito, da seguinte forma: em cada nó j considera-se uma função linear v_j com a propriedade de $v_j = 1$ no nó j e $v_j = 0$ nos restantes nós do elemento. A função de interpolação, \mathcal{G}^* , para um elemento finito será a soma das funções lineares v_j , multiplicadas por um coeficiente desconhecido \mathcal{G}_j ,

$$\mathcal{G}^* = \sum_j \mathcal{G}_j v_j, \quad (6.3)$$

que será determinado ao longo do processo numérico. O resíduo r^* que lhe corresponde é multiplicado por uma função peso conveniente, w , e, seguidamente, integra-se o produto wr^* no domínio que lhe corresponde. A particularidade do método de Galerkin na formulação dos resíduos pesados consiste em escolher a função peso, w , igual à função de interpolação, \mathcal{G}^* (Polycarpou, 2006).

Para a equação diferencial (6.1), esta formulação resulta na equação matricial

$$R^* = \int_D w(L\mathcal{G}^* - f) d\tau. \quad (6.4)$$

Sendo L um operador diferencial de segunda ordem, torna-se necessário garantir que a função peso, w , e a função de interpolação \mathcal{G}^* , admitam segunda derivada contínua no domínio em causa. Contudo, esta exigência pode ser relaxada, recorrendo-se à integração por partes do integral anterior e usando o teorema de Green, o que permite reduzir a ordem máxima das derivadas presentes na equação (Šolín, 2006). Deste modo será apenas necessário garantir que as funções peso e de interpolação sejam continuamente diferenciáveis. Esta relaxação na diferenciabilidade das funções conduz à denominada formulação fraca do problema.

Formulado o problema, a sua resolução é realizada através de algoritmos numéricos comuns (Bianchi, 2005; COMSOL, 2008).

6.2.2. Análise 2D versus análise 3D

Qualquer dispositivo electromagnético, por existir no espaço tridimensional, sugere uma análise numérica a 3D. A análise a 2D de dispositivos tridimensionais explora as situações de simetria das formas geométricas do dispositivo e algumas particularidades do seu funcionamento. A vantagem principal da análise 2D relativamente à 3D reside na economia relativa do número de elementos. Esta última envolve um número de elementos de volume consideravelmente alto, que, em algumas situações, eleva a dimensão da matriz do sistema de tal modo que o processamento em computadores pessoais usuais não é praticável (Cendes, 1989; Parviainen, *et al.*, 2003; Sabonnadiere, 1992). A modelação da máquina de IPFA aqui utilizada é restringida a análises no espaço bidimensional, através da utilização de condições de fronteira eficientes, truncando a geometria sem, com isso, introduzir erros significativos, e da qual resulta uma economia significativa no tempo de processamento. Na Figura 6.1 apresenta-se a secção circunferencial da máquina, planificada nas dimensões x e y do sistema de coordenadas cartesianas.

A variação do passo polar ao longo da direcção radial da máquina é incorporada na análise considerando vários planos circunferenciais para diferentes raios da máquina, conforme a abordagem descrita na secção 4.2., sempre que os resultados a obter assim o justifique. De referir que, mesmo com esta aproximação à variação das dimensões radiais da máquina, os efeitos limítrofes não são incluídos, como, por exemplo, a contribuição dos enrolamentos não activos ou o fluxo de fugas dos ímanes, nos raios interno e externo.

6.2.3. Condições de fronteira

Em problemas magnetostáticos ou quasi-estáticos modelados a duas dimensões, tal que as intensidades de corrente ocupem a direcção perpendicular ao plano modelado, o campo

magnético só tem componentes no plano em análise e o vector potencial magnético só tem uma componente não nula, A_z .

Às fronteiras físicas da máquina, paralelas ao eixo x da Figura 6.1, correspondem condições do tipo Dirichlet homogéneas, segundo as quais o vector potencial magnético é nulo, ou seja $A_z = 0$. As linhas de fluxo são tangenciais a estas fronteiras, não as atravessando, situação equivalente a considerar um material externo com permeabilidade magnética nula, *i.e.*, um isolamento magnético.

Esta condição de fronteira equivale a considerar a componente tangencial do vector potencial magnético igual a zero,

$$\mathbf{n} \times \mathbf{A} = \mathbf{0}, \quad (6.5)$$

sendo \mathbf{n} é o vector unitário perpendicular à fronteira.

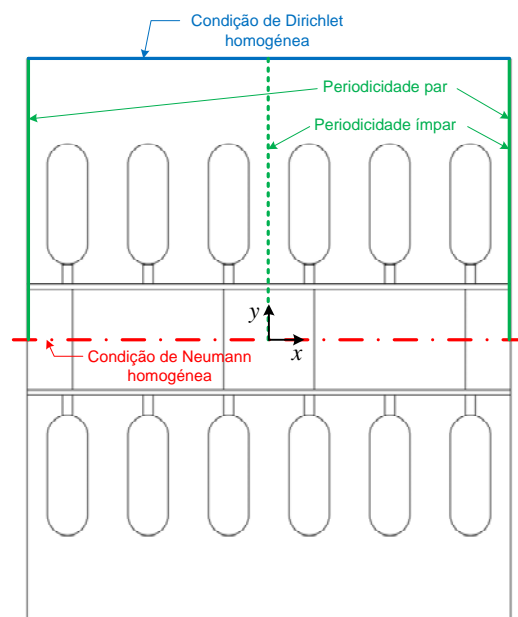


Figura 6.1: Secção circular planificada da máquina de IPFA correspondente a um par de pólos e condições de fronteira e de simetria associadas.

A condição do tipo Neumann é utilizada para modelar um determinado grau de incidência das linhas de fluxo com a fronteira. No caso da condição do tipo Neumann homogénea, as linhas de fluxo são forçadas a serem perpendiculares à fronteira. O eixo x da Figura 6.1 corresponde a um

eixo de simetria da máquina, modelado por uma fronteira do tipo Neumann homogénea, definida genericamente através de

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} = \mathbf{0}, \quad (6.6)$$

que impõe a nulidade da componente tangencial do campo magnético.

O domínio em análise pode ainda ser reduzido recorrendo às condições periódicas. Estas condições de fronteira atribuem uma correspondência entre os valores do vector potencial magnético ao longo de duas (ou mais) fronteiras da estrutura, associadas a uma repetição dos campos electromagnéticos, análoga à transformação da máquina eléctrica multipolar, na máquina bipolar equivalente.

Fazendo coincidir as fronteiras com as linhas que limitam um par de pólos, utiliza-se a condição periódica par,

$$A_z(x, y) = A_z\left(x + 2k\frac{\pi r}{p}, y\right), \quad k \in \mathbb{N}_1, \quad (6.7)$$

ou em alternativa, estuda-se apenas um pólo, fazendo coincidir as fronteiras com as linhas que limitam um pólo, recorrendo a uma periodicidade ímpar, de acordo com

$$A_z(x, y) = -A_z\left(x + (2k-1)\frac{\pi r}{p}, y\right), \quad k \in \mathbb{N}_1. \quad (6.8)$$

6.2.4. Discretização do domínio e precisão

A precisão da solução numérica obtida é influenciada pela dimensão dos elementos finitos e pela uniformidade dos mesmos, determinada pela qualidade da malha a utilizar e da sua adaptação ao problema em questão (objectivos diferentes requerem malhas diferentes, *e.g.*).

Genericamente, os erros obtidos para uma determinada malha variam com o nível de discretização nas fronteiras e com a discretização em zonas do modelo onde os gradientes dos campos ou potenciais são mais elevados. De salientar que, na fronteira entre duas regiões, o

número de nós tem que ser igual e estes devem ocupar as mesmas posições relativas, de forma a garantir a continuidade do domínio na fronteira.

O processo de discretização envolve decisões relativamente ao número, tamanho e forma dos elementos finitos, procurando-se uma relação de compromisso entre o número de elementos e o tempo de computação.

Os métodos de criação de malhas são variados e obedecem a critérios que podem ser controlados pelo utilizador, como a densidade e o tamanho máximo dos elementos. As técnicas de geração de malhas adaptativas permitem alterar a malha após o processamento, a partir de uma malha inicial pouco discretizada, através de um refinamento da malha nos locais onde os erros forem superiores a um valor pré-definido. Na Figura 6.2 apresenta-se o exemplo de uma malha pouco discretizada, com 92 826 elementos. Um dos parâmetros utilizados pelo programa para avaliar a qualidade da malha relaciona-se com a medida da anisotropia dos elementos, avaliada através da razão entre a área, multiplicada por $4\sqrt{3}$, e a soma dos quadrados dos lados dos triângulos (COMSOL, 2008). No exemplo aqui apresentado, a qualidade mínima da malha é 0,672.

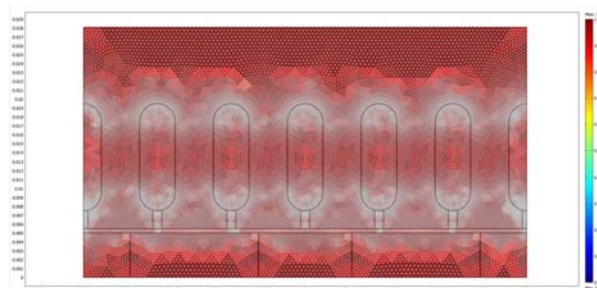


Figura 6.2: Discretização do domínio através de uma malha com 92864 elementos triangulares, 46709 pontos, 2612 elementos de fronteira e 80 vértices.

A modelação do movimento de rotação pode ser concretizada através da definição do entreferro dividido em dois domínios distintos, um solidário com o rotor e o outro com o estator, cujas malhas são distintas, mas acopladas através da definição de uma transformação apropriada que garante a continuidade do vector potencial no sistema de coordenadas fixo (COMSOL, 2008).

6.3. INDUÇÃO MAGNÉTICA

A distribuição da indução magnética nos vários elementos da máquina permite avaliar o nível de saturação nos diferentes elementos do ferro do estator, assim como a definição das induções magnéticas para a determinação das perdas no ferro, como discutido no Capítulo 5.

A variação da indução magnética no plano médio da máquina é apresentado nas Figura 6.3 e Figura 6.4, para as situações de vazio e em carga, respectivamente, nas quais são sobrepostos os valores obtidos através da rede de relutâncias, definida durante o projecto analítico.

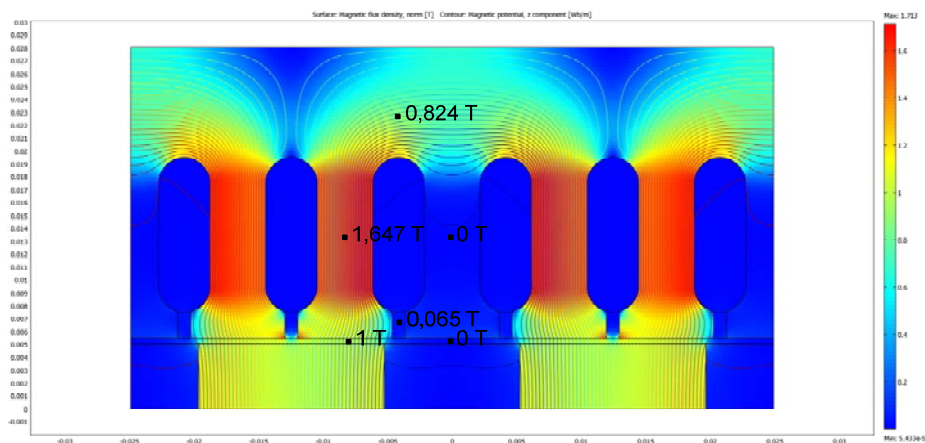


Figura 6.3: Distribuição da indução magnética no plano médio da máquina, em vazio ($B_r = 1,12$ T).

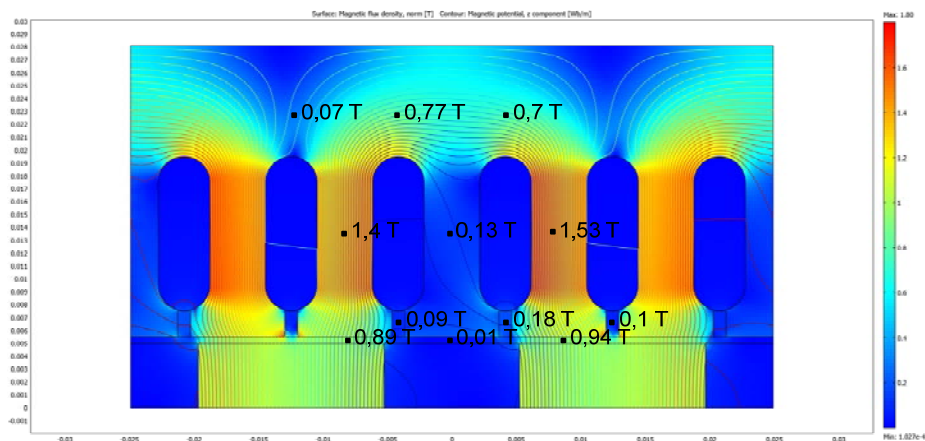


Figura 6.4: Distribuição da indução magnética no plano médio da máquina, em carga ($B_r = 1,12$ T, $i_a = \sqrt{2}2$ A; $i_b = i_c = -\sqrt{2}$ A).

É evidente que o MEF permite obter um detalhe maior que a rede de relutâncias, evidenciando, por exemplo, a variação da indução magnética nos elementos do núcleo do estator, na direcção axial, embora se verifique que os fluxos magnéticos calculados analítica e numericamente naqueles elementos são coerentes.

6.3.1. Indução magnética no entreferro

A forma de onda da indução magnética no entreferro, com consequências no desempenho da máquina, é investigada em termos do seu conteúdo harmónico. A Figura 6.5 apresenta a forma de onda da indução magnética em vazio, ao longo de um passo polar, e a análise de Fourier que lhe corresponde, cujos coeficientes foram obtidos através da transformada rápida de Fourier.

O mínimo local da indução magnética corresponde ao posicionamento da ranhura relativamente ao pólo da máquina. Esta variação da indução magnética, por variação da relutância do circuito magnético, produz binários parasitas, mesmo na ausência de correntes no estator. Estes binários serão tratados posteriormente, na secção 6.6..

Os efeitos de concentração do fluxo nas extremidades dos dentes, nas vizinhanças das aberturas das ranhuras, são também evidentes através do aumento local da amplitude da indução magnética naquelas zonas.

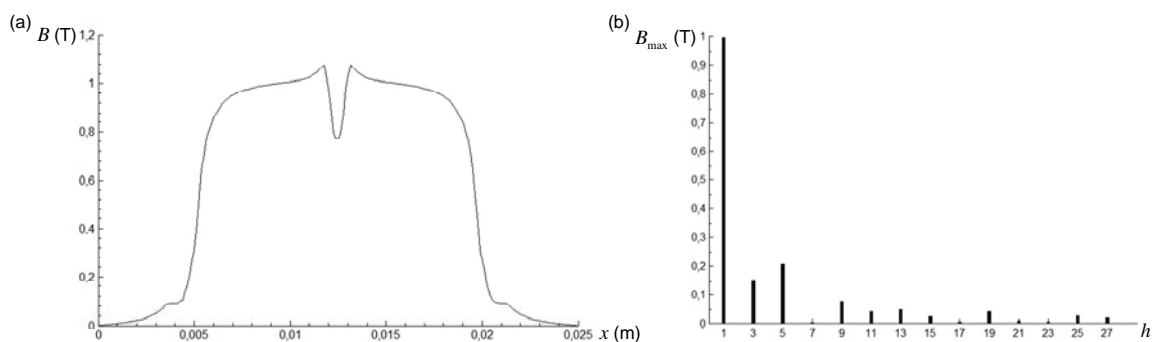


Figura 6.5: (a) Forma de onda da indução magnética no entreferro ao longo de um passo polar, no plano médio da máquina em vazio ($B_r = 1,12$ T). (b) Conteúdo harmónico.

Para a situação da máquina em carga (Figura 6.6), verifica-se uma ligeira assimetria na forma de onda da indução magnética relativamente ao eixo polar, devido à distribuição disforme da indução

magnética nos dentes. Da análise comparativa do conteúdo harmónico correspondentes às duas situações, em vazio e em carga, verifica-se que o efeito de reacção do induzido é pouco significativo, aspecto característico das máquinas de ímanes permanentes, com os ímanes na superfície rotórica.

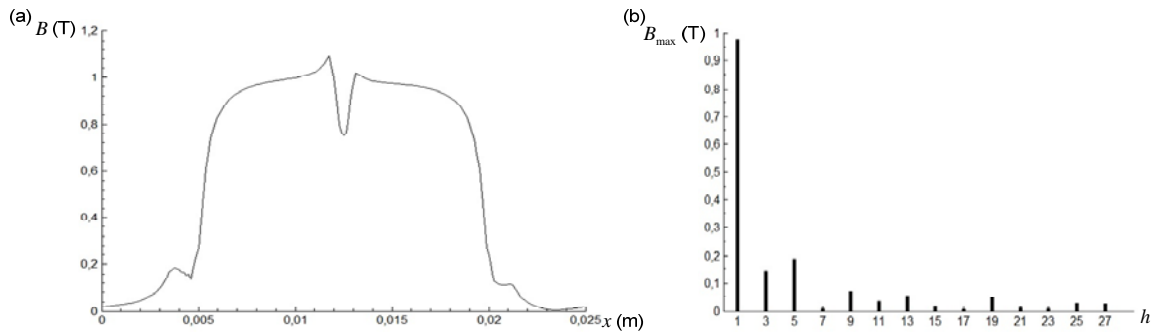


Figura 6.6: (a) Forma de onda da indução magnética no entreferro ao longo de um passo polar, no plano médio da máquina em carga ($B_r = 1,12$ T, $i_a = \sqrt{2}2$ A; $i_b = i_c = -\sqrt{2}$ A). (b) Conteúdo harmónico.

6.3.2. Fluxo de fugas dos ímanes permanentes e do entreferro

A análise magnetostática, em vazio e/ou em carga, permite ainda estimar o fluxo de fugas dos ímanes e do entreferro, com uma precisão superior à abordagem analítica, tendo em consideração o detalhe com que é possível obter a distribuição das linhas de fluxo magnético. Na Figura 6.7, apresentam-se as linhas de fluxo de fugas, com a máquina em vazio, em duas posições distintas, correspondentes ao percurso de fugas do entreferro de relutância máxima e mínima, de acordo com o enunciado na secção 4.3.3.2..

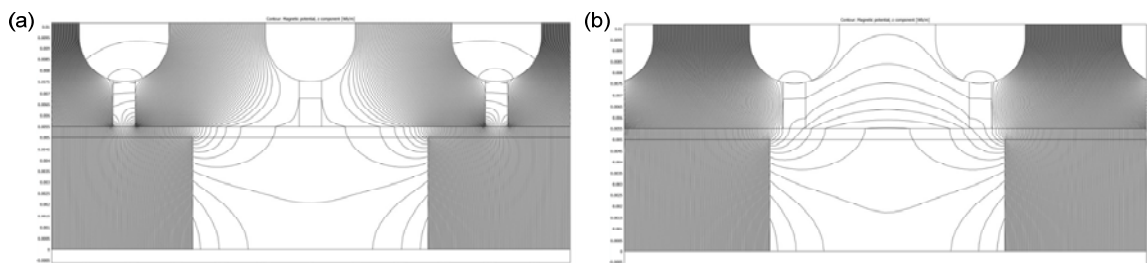


Figura 6.7: Fluxos de fugas dos ímanes permanentes e do entreferro. (a) Fluxo de fugas do entreferro através do percurso de relutância máxima. (b) Fluxo de fugas no entreferro através do percurso de relutância mínima.

O cálculo analítico dos fluxos de fugas ao longo do comprimento axial dos ímanes e entre ímanes adjacentes conduz a uma sobre estimação daqueles, comparativamente à solução agora obtida.

Como se pode verificar da análise da Figura 6.7, devido ao pequeno comprimento do entreferro e ao baixo coeficiente polar utilizado no modelo, não existe fluxo de fugas entre ímanes adjacentes através do entreferro, e parte do fluxo de fugas ao longo do comprimento axial daqueles atravessa o entreferro. O valor percentual do fluxo de fugas dos ímanes permanentes, avaliado através da razão entre o fluxo que atinge a fronteira do estator com o entreferro ao longo de um passo polar, e o fluxo nas fronteiras de um íman, é da ordem de 15%.

Quanto ao fluxo de fugas do entreferro, este é avaliado através da razão entre o fluxo que atravessa as ranhuras e o fluxo que atravessa a fronteira entre o entreferro e o estator, ambos ao longo de um passo polar, obtendo-se valores da ordem de 13,7% na situação do percurso com relutância mínima e 11% na situação do percurso associado ao de relutância máxima.

6.4. INDUTÂNCIAS

A determinação das indutâncias é realizada através de uma análise magnetostática no domínio modelado, em que se anula a contribuição dos ímanes, *i.e.*, $B_r = 0$, de forma a obter unicamente o campo de reacção do induzido. Às ranhuras, atribuem-se as densidades de corrente correspondentes às requeridas para o cálculo das indutâncias, ou seja, $i_d = I_{\max}$ e $i_q = 0$, para o cálculo da indutância segundo o eixo longitudinal, e $i_q = I_{\max}$ e $i_d = 0$, para o cálculo da indutância segundo o eixo transversal. A estas situações correspondem, por exemplo, instantes de tempo em que o eixo de uma fase, suposta a fase a , coincide com o eixo $d(q)$, para o cálculo da indutância longitudinal (transversal), com $i_a = I_{\max}$ e $i_b = i_c = -I_{\max}/2$. Na Figura 6.8 apresenta-se a distribuição das fases nas ranhuras correspondente à fmm máxima coincidente com o eixo d .

6.4.1. Indutâncias síncronas

Obtida a solução numérica, o cálculo das indutâncias síncronas pode ser efectuado através da energia magnética associada à estrutura modelada ou através do fluxo magnético totalizado.

A energia magnética associada a um sistema é

$$W_m = \int_{V_{Cu}} \left[\int_0^A \mathbf{J} \cdot d\mathbf{A} \right] dv = \int_{V'} \left[\int_0^B \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} \right] dv . \quad (6.9)$$

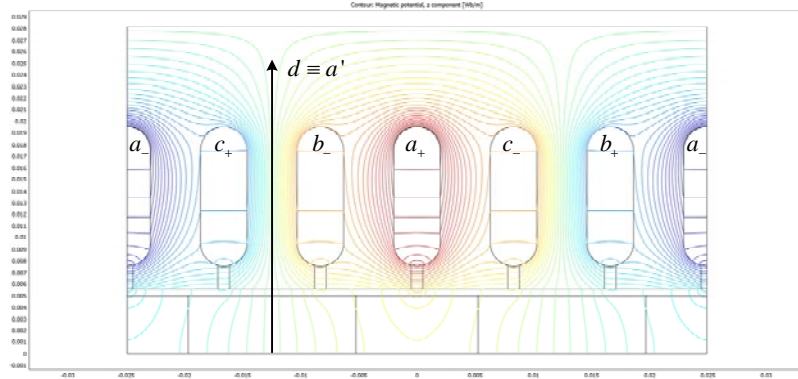


Figura 6.8: Distribuição das fases nas ranhuras correspondente à fmm máxima coincidente com o eixo d ; o eixo da fase a , a' , coincide com o eixo d , e as intensidades de corrente são $i_a = \sqrt{2}2 \text{ A}$, $i_b = i_c = -\sqrt{2} \text{ A}$.

Admitindo que o sistema é linear, no sentido em que A é proporcional a J , a energia magnética relaciona-se com a indutância própria do circuito através de

$$L = \frac{1}{I^2} \int_{V_{Cu}} \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} dv = \frac{1}{I^2} \int_{V'} \mathbf{B} \cdot \mathbf{H} dv = \frac{2W_m}{I^2} . \quad (6.10)$$

Para uma máquina trifásica, tendo em consideração que a fmm resultante é 3/2 da fmm devida a uma fase, com a mesma consequência no campo magnético e na energia total, a equação (6.10) toma a forma

$$L_{sd(q)} = \frac{2}{3} \frac{2W_{m,d(q)}}{I_{\max}^2} , \quad (6.11)$$

em que $L_{sd(q)}$ é a indutância síncrona longitudinal (transversal) e $W_{m,d(q)}$ é energia magnética total do sistema, com $i_d = I_{\max}$ ($i_q = I_{\max}$), igual à energia magnética associada aos planos modelados, multiplicada pelo número de pares de pólos da máquina e considerando o volume total dos materiais activos, ou seja, a contribuição de todos os planos de computação. A validade desta metodologia e, conseqüentemente, dos valores obtidos, é limitada, tendo em consideração que o

circuito magnético não é linear (cf. com as Figura 6.13 e Figura 6.14) , sendo, no entanto, útil para validar os resultados obtidos através de outras metodologias.

A determinação das indutâncias síncronas através do fluxo totalizado é expedita, tendo em consideração que

$$L_{sd(q)} = \frac{\lambda_{Id(q)}}{I_{d(q)}} = \frac{\lambda_a}{I_{\max}}, \quad (6.12)$$

sendo o fluxo totalizado na fase a , λ_a , avaliado através de

$$\lambda_a = N_f \frac{2}{S_r} \sum_{i=1}^N \Delta r_i \int_{S_r} A_{zi} ds, \quad (6.13)$$

onde N_f é o número de espiras por fase do estator, S_r é a secção da ranhura, Δr_i é o comprimento radial e A_{zi} é a componente do vector potencial magnético nas ranhuras, ambos no plano de computação i .

6.4.2. Indutâncias de magnetização

As indutâncias de magnetização são avaliadas através da componente axial (na dimensão y do sistema de coordenadas) da distribuição da indução magnética de reacção do induzido no entreferro, no plano correspondente ao diâmetro médio da máquina. As formas de onda da indução magnética obtidas são apresentadas nas Figura 6.9 e Figura 6.10, correspondentes às soluções com $i_d = I_{\max}$ e $i_q = I_{\max}$, respectivamente. Utilizando a amplitude da componente fundamental da indução magnética de reacção do induzido, $B_{\max I, d(q)}$, obtida através da transformada rápida de Fourier, o fluxo totalizado máximo por pólo é

$$\lambda_{d(q)} = k_w N_f \frac{2}{\pi} B_{\max I, d(q)} \frac{\pi}{2p} (r_{\text{out}}^2 - r_{\text{in}}^2), \quad (6.14)$$

pelo que as indutâncias de magnetização são

$$L_{md(q)} = \frac{\lambda_{d(q)}}{I_{\max}}. \quad (6.15)$$

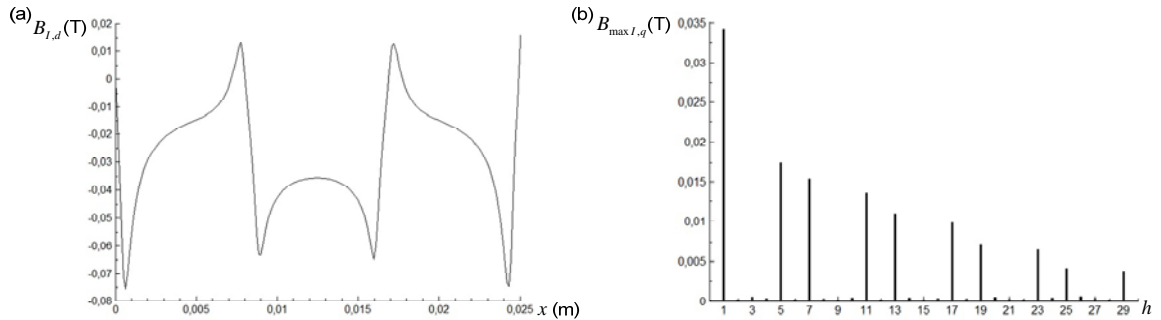


Figura 6.9: Indução magnética de reacção do induzido segundo o eixo d , $i_{\max} = \sqrt{2}2$ A; (a) forma de onda ao longo de um passo polar; (b) conteúdo harmônico.

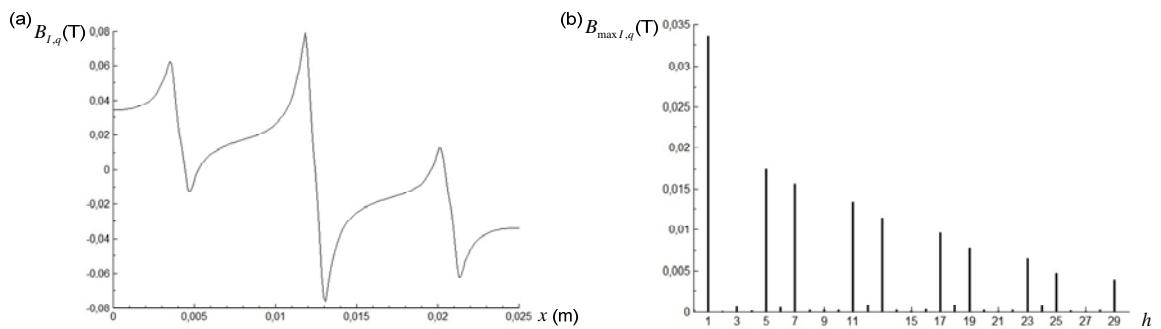


Figura 6.10: Indução magnética de reacção do induzido segundo o eixo q , $i_{\max} = \sqrt{2}2$ A; (a) forma de onda ao longo de um passo polar; (b) conteúdo harmônico.

Os fluxos totalizados equacionados através de (6.13) e (6.14) são diferentes, visto o primeiro incluir os fluxos de fugas nas ranhuras e no entreferro assim como o conteúdo harmônico da fmm de reacção do induzido, ausentes na formulação do fluxo totalizado para o cálculo das indutâncias de magnetização. Assim, da diferença entre as indutâncias calculadas através de (6.12) e (6.15), é possível estimar a indutância de fugas (excluindo a indutância de fugas associada aos enrolamentos não activos).

6.4.3. Indutância de fugas nas ranhuras

A indutância de fugas nas ranhuras pode ser obtida directamente da solução numérica, avaliando a componente do vector potencial magnético ao longo de uma ranhura. A Figura 6.11 apresenta o

detalhe das linhas de fluxo através de uma ranhura, assim como a evolução do vector potencial magnético na direcção axial da mesma.

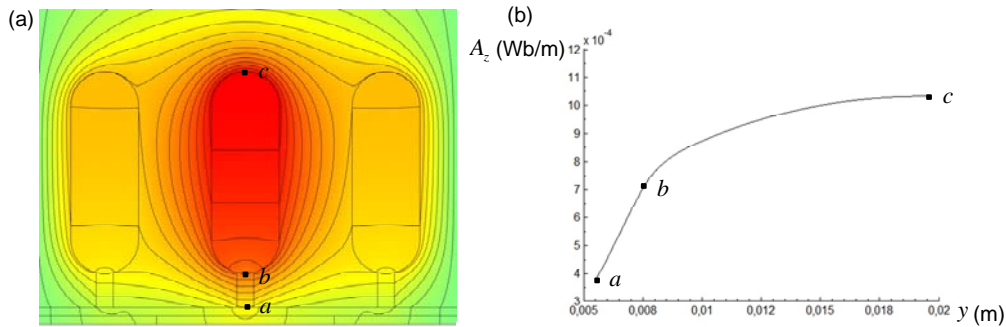


Figura 6.11: (a) Fluxo de fugas nas ranhuras; (b) Vector potencial magnético ao longo da dimensão axial da ranhura.

Da análise da Figura 6.11, identificam-se duas zonas distintas em termos de fluxos de fugas: a zona correspondente à abertura da ranhura, entre a e b , em que o fluxo que a atravessa abrange todos os condutores da ranhura, e a zona dos condutores, entre b e c , onde os condutores não são abrangidos igualmente pela mesma quantidade de fluxo. A contribuição destas duas zonas para o fluxo de fugas em cada ranhura é avaliada através de

$$\phi_{r,lk} = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\Delta r_i}{\Omega} \int_0^{\Omega} A_{zi} \partial\Omega - \Delta r_i A_{z,ai} \right), \quad (6.16)$$

sendo Ω a fronteira entre a ranhura e o ferro do estator, entre os pontos b e c . A indutância de fugas por fase que lhe corresponde é

$$L_{\sigma r} = \frac{2N_f}{I_{\max}} \phi_{r,lk}. \quad (6.17)$$

6.4.4. Indutância mútua entre os estatores

A indutância mútua entre os dois estatores na configuração axial de duplo entreferro, rotor interno, é aqui analisada, modelando a máquina na sua extensão axial completa, ao longo de um par e pólos. Afectando as ranhuras de um estator com as densidades de corrente correspondentes às duas situações de fmm máxima coincidente com os eixos directo e em quadratura, avalia-se o fluxo que liga o enrolamento do outro estator e, a partir deste, a indutância mútua, através da

razão entre o fluxo totalizado e a intensidade de corrente I_{\max} . Na Figura 6.12 apresenta-se a solução correspondente a $i_q = I_{\max}$ e $i_d = 0$.

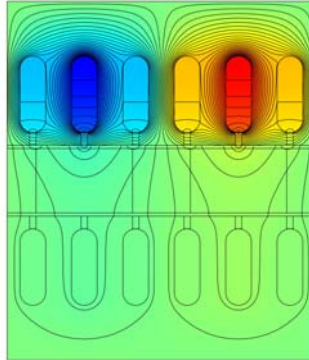


Figura 6.12: Distribuição do vector potencial magnético ao longo de um par de pólos na estrutura axial, com os dois estatores; as densidades de corrente no estator superior correspondem a $i_q = \sqrt{2}2 \text{ A}$ e $i_d = 0$ e no estator inferior são nulas.

Da análise dos resultados, além de não se verificarem diferenças significativas entre as situações correspondentes à fmm máxima do estator segundo os eixos longitudinal e transversal, constata-se ainda que o fluxo totalizado no estator não alimentado é muito baixo, como previamente previsto, na fase do projecto analítico.

6.4.5. Influência do nível de saturação do ferro do estator

A não linearidade do material magnético do estator influencia os valores das indutâncias, por variação da permeabilidade do ferro. Nas situações consideradas anteriormente no cálculo das indutâncias, a indução magnética no ferro da máquina é, comparativamente às situações em carga, baixa, devido à ausência do fluxo magnético indutor, o que se repercute no nível de saturação daquele.

As Figura 6.13 e Figura 6.14 reproduzem os níveis de permeabilidade relativa do ferro do estator apenas na presença de reacção do induzido e nas situações em carga, com i_d e $i_q = I_{\max}$, respectivamente.

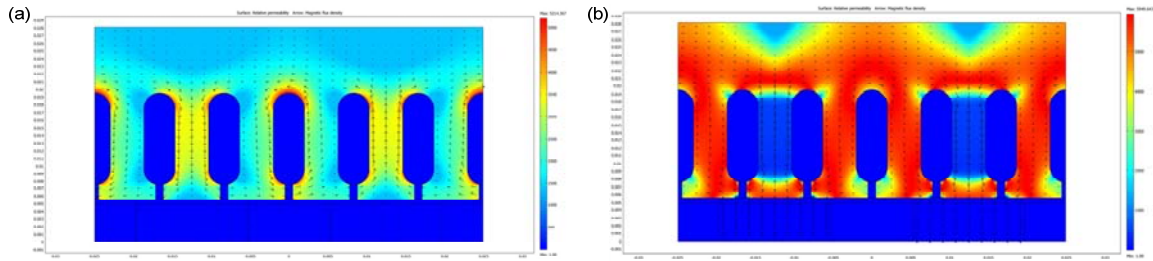


Figura 6.13: Variação da permeabilidade relativa no ferro da máquina com $i_d = \sqrt{2}2$ A e $i_q = 0$, na presença de (a) campo de reacção do induzido e (b) campos indutor ($B_r = 1,12$ T) e de reacção do induzido.

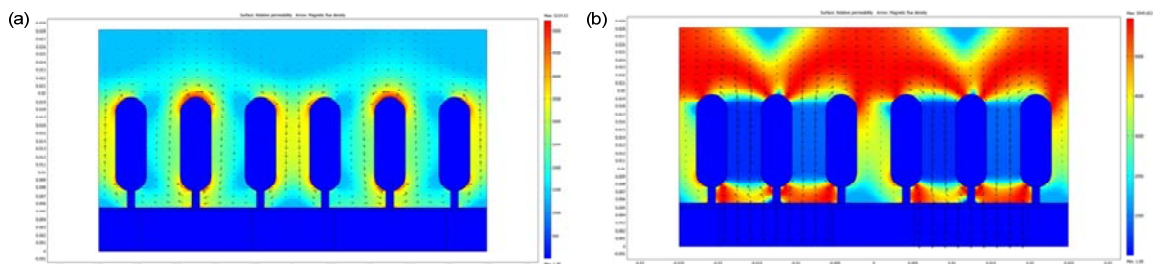


Figura 6.14: Variação da permeabilidade relativa no ferro da máquina com $i_q = \sqrt{2}2$ A e $i_d = 0$, na presença de (a) campo de reacção do induzido e (b) campos indutor ($B_r = 1,12$ T) e de reacção do induzido.

A influência da saturação nos valores das indutâncias longitudinal e transversal é analisada, calculando os fluxos totalizados nas situações em que estão presentes o fluxo indutor e de reacção do induzido. A estes, é subtraído o fluxo totalizado devido apenas ao sistema indutor, obtendo-se o fluxo de reacção do induzido, nos níveis de permeabilidade do ferro em carga, ou seja,

$$L_{sd(q)} = \frac{\lambda_{Id(q)}}{I_{d(q)}} = \frac{|\lambda_{a,m} - \lambda_{a,ml}|}{I_{\max}}, \quad (6.18)$$

em que $\lambda_{a,m}$ é o fluxo totalizado na bobina a devido unicamente ao fluxo indutor e $\lambda_{a,ml}$ é o fluxo totalizado devido ao fluxo magnético indutor e de reacção do induzido. Para a situação de reacção do induzido desmagnetizante, $\lambda_{a,m} > \lambda_{a,ml}$; se a análise for efectuada através de uma reacção do induzido magnetizante, então $\lambda_{a,m} < \lambda_{a,ml}$.

Na configuração em análise, o fluxo totalizado segundo o eixo q tem um percurso ao longo de duas ranhuras com um nível de saturação elevado (Figura 6.14), enquanto o fluxo de reacção do

induzido segundo o eixo d se desenvolve num percurso em que apenas uma ranhura atinge elevados níveis de saturação (Figura 6.13). É assim expectável uma maior influência do nível de saturação do ferro da máquina na indutância transversal que na indutância longitudinal.

Os resultados obtidos apresentam uma redução da ordem de 4% para as indutâncias segundo o eixo longitudinal, enquanto as indutâncias segundo o eixo transversal apresentam uma dependência superior, chegando a atingir-se um decréscimo de 16%.

6.4.6. Comparação entre os resultados analíticos e os resultados obtidos pelo MEF

Para aferir sobre a precisão entre a metodologia analítica proposta na secção 4.4.4. e os resultados obtidos através do MEF, apresentam-se, na Tabela 6.1, os resultados obtidos através das duas abordagens, para a estrutura da máquina de IPFA em análise. De salientar que a análise numérica efectuada a 2D não permite estimar a indutância de fugas dos enrolamentos não activos, pelo que esta é excluída da análise comparativa.

Tabela 6.1: Comparação entre as abordagens analítica e numérica no cálculo das indutâncias da máquina de IPFA. Na abordagem analítica, $L_{sd(q)} = L_{md(q)} + L_{\sigma r} + L_{\sigma d} \cdot L_{sd(q)}$ indutância síncrona longitudinal (transversal), $L_{md(q)}$ indutância de magnetização longitudinal (transversal), $L_{\sigma r}$ indutância de fugas nas ranhuras, $L_{\sigma d}$ indutância diferencial, M indutância mútua entre os estatores.

	L_{sd}	L_{sq}	L_{md}	L_{mq}	$L_{\sigma r}$	$L_{\sigma d}$	M
	mH						
Analítica	8,23	8,21	1,79	1,77	4,31	2,13	1,79
Numérica	6,95 (*)6,91	6,92 (*)6,9	1,98	1,94	4,34	-	0,58

(*) Valores obtidos através da energia magnética.

Na análise numérica, o cálculo das indutâncias síncronas através do fluxo totalizado inclui o conteúdo harmónico da reacção do induzido. Na abordagem analítica, a contabilização do conteúdo harmónico é efectuada através da indutância de fugas diferencial, pelo que esta é incluída nos valores das indutâncias síncronas, aditivamente às de magnetização e de fugas nas ranhuras. A comparação entre os resultados analíticos e os obtidos pelo MEF para as indutâncias

síncronas sugere que a formulação empírica utilizada no cálculo analítico da indutância de fugas diferencial é pouco precisa, estimando aquela por excesso. Embora existam discrepâncias nos resultados através das duas abordagens, os valores obtidos para as indutâncias de magnetização são coerentes.

Relativamente à indutância mútua, como previsto na secção 4.4.4.3. para a configuração da máquina em análise, o acoplamento magnético entre os dois estatores é fraco e a formulação analítica proposta não é válida. O cálculo através do MEF prevê um valor significativamente inferior às indutâncias síncronas, como seria de esperar.

As indutâncias longitudinais, síncrona e de magnetização, são ligeiramente superiores às indutâncias transversais, devido às diferentes permeabilidades dos materiais utilizados na estrutura rotórica segundo os dois eixos. No eixo longitudinal, devido à presença dos ímanes, $\mu_{r,rec} = 1,05$, e no eixo transversal, o material predominante é o alumínio, com $\mu_r = 1$.

Os valores reportados, analíticos e obtidos através do MEF, correspondem às indutâncias desprezando a saturação do circuito magnético da máquina. A consideração do nível de saturação no procedimento analítico, através dos factores de saturação, conduz a um decréscimo das indutâncias de magnetização da mesma ordem de grandeza dos obtidos numericamente.

6.5. FORÇA ELECTROMOTRIZ EM VAZIO

O valor eficaz da componente fundamental da fem induzida em vazio é uma variável importante do projecto electromagnético, directamente proporcional ao binário produzido pela máquina. Acresce ainda que, da interacção do conteúdo harmónico da fem induzida com as correntes do estator, podem resultar binários parasitas, pelo que é importante prever a forma de onda da fem induzida. Considerando a máquina a funcionar como gerador, em vazio, a fem é induzida por variação do fluxo magnético totalizado, devido unicamente ao sistema indutor, ou seja, aos ímanes permanentes. Dado que a distribuição do fluxo magnético não depende da distribuição dos enrolamentos no estator, uma análise magnetostática, conduzida em posições incrementais do

rotor relativamente ao estator, permite construir a forma de onda do fluxo totalizado por fase, em função da posição rotórica.

Para um enrolamento com uma ranhura por pólo e por fase, cada solução magnetostática permite obter três valores do fluxo totalizado por passo polar. Bianchi (2005) recomenda usar Q/p pontos para estimar a fem induzida. A análise efectuada utilizou nove pontos por passo polar, no plano correspondente ao diâmetro médio da máquina. As componentes harmónicas do fluxo totalizado são obtidas através da transformada rápida de Fourier. Da expansão da série, desprezaram-se os coeficientes das formas sinusoidais, baseando esta decisão na simetria da máquina e na reduzida amplitude daqueles, face aos coeficientes co-sinusoidais. A Figura 6.15 apresenta a forma de onda do fluxo totalizado, obtida através dos coeficientes da série Fourier utilizados.

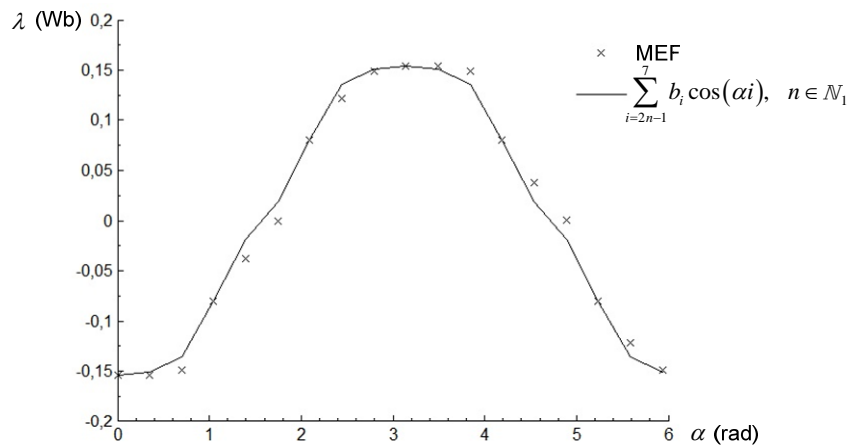


Figura 6.15: Fluxo totalizado numa fase da máquina em vazio relativamente à posição rotórica (em radianos eléctricos); $B_r = 1,12$ T.

A fem por fase é obtida derivando o fluxo totalizado em ordem ao tempo. Para uma velocidade de rotação constante, tal que $\omega = p\omega_r = d\alpha/dt$, sendo ω a frequência angular eléctrica e ω_r a velocidade angular de rotação, a fem é obtida através de

$$e(\alpha) = \frac{d\lambda(\alpha)}{d\alpha} \frac{d\alpha}{dt} = \omega \frac{d\lambda(\alpha)}{d\alpha} = -\omega \sum_{i=2n-1}^7 b_i \sin(\alpha i), \quad n \in N_1. \quad (6.19)$$

Na Figura 6.16 apresenta-se a forma de onda da fem, assim como as amplitudes das componentes harmónicas até à ordem em análise.

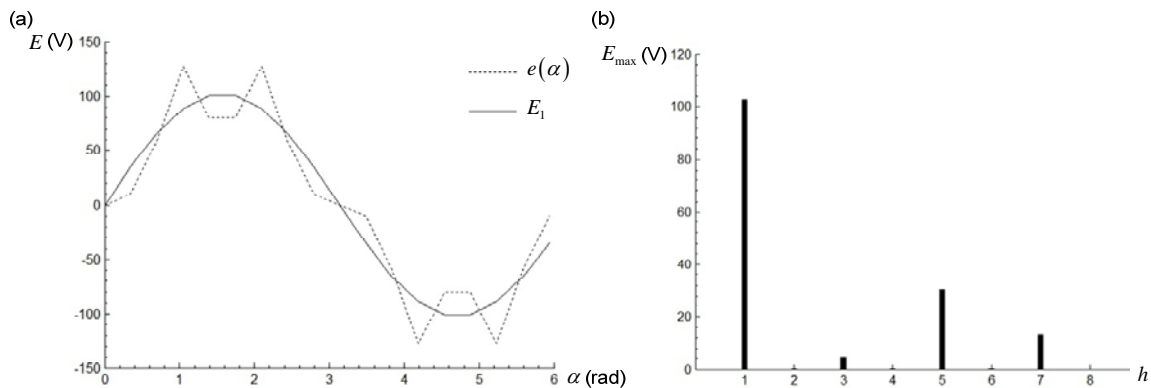


Figura 6.16: Fem por fase em vazio ($f = 100$ Hz); (a) forma de onda e componente fundamental; (b) Conteúdo harmónico.

A fem induzida em vazio apresenta um 5.^o harmónico de amplitude considerável. Este harmónico está presente na forma de onda da indução magnética em vazio, também com uma amplitude considerável (Figura 6.5), e que se repercute na fem induzida, dado que a utilização dos enrolamentos imbricados concentrados não promove uma atenuação do conteúdo harmónico.

Utilizando o fluxo magnético máximo previsto pela rede de relutâncias em vazio, do projecto analítico, o valor máximo da fem induzida é estimado através de $E_{\max} = N_f \omega \phi_{\max}$, obtendo-se 102,6 V, compatível com o resultante da metodologia agora empregue.

6.6. BINÁRIO ELECTROMAGNÉTICO

Nas máquinas de ímanes permanentes existe um binário mesmo na ausência de correntes no estator, devido à interacção entre os ímanes e as ranhuras do estator, por variação da relutância do circuito magnético sob a abertura daquelas, sendo esta interacção mais relevante nas máquinas com os ímanes dispostos na superfície do rotor. Desta interacção resulta uma variação da energia magnética no espaço envolvente das ranhuras, o que se traduz num binário, aqui denominado de binário de ranhura¹. Aditivamente ao binário de ranhura, podem ainda existir binários pulsatórios por interacção entre os harmónicos espaciais da intensidade de corrente e os

¹ “Cogging torque”, na literatura anglo-saxónica.

ímãs, mas, devido à fraca reacção do induzido, característica da aplicação em causa, estes não serão aqui tratados.

Os principais aspectos relacionados com a mitigação do binário de ranhura na máquina de IPFA são aqui introduzidos e, posteriormente, são apresentadas metodologias para a sua quantificação. Das ferramentas de cálculo das forças e/ou binários electromagnéticos implementáveis através do MEF, destaca-se o método do tensor de tensões de Maxwell, que é aqui implementado para a previsão do binário de ranhura e do binário electromagnético da máquina.

6.6.1. Binário de ranhura

O binário de ranhura é, geralmente, caracterizado por um valor médio nulo, e pode atingir amplitudes consideráveis, sem um projecto da máquina orientado para a sua mitigação. A periodicidade depende do número de ranhuras e do número de pólos da máquina, cuja generalização se traduz nos seguintes moldes (Krishnan, 2010):

- se $Q/(2p)$ é um número inteiro, então esse mesmo número de ranhuras interage simultaneamente com os ímãs permanentes, e o número de períodos do binário de ranhura por rotação da máquina é Q ;
- se $Q/(2p)$ é fraccionário e Q é par, duas ranhuras diametralmente opostas produzem um binário aditivo e a frequência do binário de ranhura por rotação da máquina é Qp ;
- se $Q/(2p)$ é fraccionário e Q é ímpar, cada ranhura produz um ciclo por cada pólo, o que resulta numa frequência por rotação de $2Qp$.

A amplitude do binário de ranhura decresce com o aumento da sua frequência por rotação da máquina, pelo que a utilização de enrolamentos concentrados fraccionários em máquinas síncronas de ímãs permanentes (q fraccionário) se pode revelar vantajosa na mitigação dos problemas associados a estes binários, desde que o projecto seja convenientemente orientado (Krishnan, 2010).

Existem vários aspectos construtivos que permitem minorar o binário de ranhura numa máquina de ímanes permanentes. Na última década, têm sido produzidos vários trabalhos de investigação sobre as técnicas de minimização do binário de ranhura em máquinas de IPFA, dos quais se destacam os de Aydin, *et al.* (2003) e (2007), Caricchi, *et al.* (2004) e Gonzalez, *et al.* (2007). A identificação das técnicas de mitigação e a sua implementação é aqui apresentada de forma não exaustiva, remetendo-se para trabalho futuro a exploração desta área de investigação.

De uma forma geral, as técnicas desenvolvidas para as máquinas de ímanes permanentes de fluxo radial são transponíveis para as máquinas de fluxo axial, embora algumas acarretem uma superior complexidade no processo de fabrico. Obviamente que a forma mais simples de eliminar o binário de ranhura (ou de o reduzir substancialmente) é eliminar os dentes e/ou o ferro do estator. A utilização desta configuração, como já referido, é restrita a máquinas de pequena potência, pela ausência da concentração do fluxo e de suporte dos enrolamentos, providenciada pelo ferro.

Outros aspectos construtivos, facilmente implementáveis, são a utilização de calços de material magnético para fecho das ranhuras, após a introdução dos enrolamentos, ou a utilização de ranhuras falsas ao longo dos dentes, através de cortes produzidos na direcção radial da máquina axial, de forma a aumentar a frequência do binário de ranhura. A inclinação das ranhuras relativamente ao eixo polar da máquina (como referido no Anexo B, na caracterização do factor de enrolamento) ou do eixo polar dos ímanes relativamente às ranhuras, com uma selecção adequada do ângulo de inclinação, permite também reduzir a amplitude do binário de ranhura.

6.6.2. Cálculo dos binários de ranhura e electromagnético

O método baseado no tensor de tensões de Maxwell associado ao MEF é um dos mais eficientes no cálculo de forças em corpos sob a influência de campos magnéticos, pois conduz a expressões que permitem o cálculo daquelas, directamente a partir dos resultados das EDP formuladas para o vector potencial magnético, além da fácil interpretação da relação entre as componentes do campo magnético e a direcção das forças resultantes.

Considere-se a força de Lorentz, a actuar numa carga, na presença de um campo magnético (a força eléctrica é desprezada),

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{v} \times \mathbf{B}). \quad (6.20)$$

Generalizando o movimento de uma carga para uma densidade volúmica de carga ρ à velocidade \mathbf{v} , é possível reescrever a força de Lorentz por unidade de volume,

$$\frac{d\mathbf{F}}{dv} = \rho\mathbf{v} \times \mathbf{B} = \mathbf{J} \times \mathbf{B}, \quad (6.21)$$

que, recorrendo à lei de Maxwell-Ampère na sua forma reduzida e à equação constitutiva para materiais magnéticos, assume a forma

$$\frac{d\mathbf{F}}{dv} = \frac{1}{\mu}(\nabla \times \mathbf{B}) \times \mathbf{B} = -\frac{1}{\mu}\mathbf{B} \times (\nabla \times \mathbf{B}). \quad (6.22)$$

Introduzindo o termo $(\nabla \cdot \mathbf{B})\mathbf{B}$ ¹ na equação anterior, e recorrendo à identidade diferencial

$\frac{1}{2}\nabla(\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}) = \mathbf{B} \times (\nabla \times \mathbf{B}) + (\mathbf{B} \cdot \nabla)\mathbf{B}$, a densidade de força é expressa por

$$\frac{d\mathbf{F}}{dv} = \frac{1}{\mu} \left[(\nabla \cdot \mathbf{B})\mathbf{B} - (\mathbf{B} \cdot \nabla)\mathbf{B} - \frac{1}{2}\nabla(\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}) \right]. \quad (6.23)$$

Os múltiplos termos do desenvolvimento da equação anterior são passíveis de uma formulação mais compacta, através do tensor de Maxwell de segunda ordem (Furlani, 2001), expresso através de

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{xx} & \mathbf{T}_{xy} & \mathbf{T}_{xz} \\ \mathbf{T}_{yx} & \mathbf{T}_{yy} & \mathbf{T}_{yz} \\ \mathbf{T}_{zx} & \mathbf{T}_{zy} & \mathbf{T}_{zz} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_{ij} = B_i B_j - \frac{1}{2} \delta_{ij} B^2, \quad (6.24)$$

¹ De acordo com a lei de Gauss magnética, $\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$.

onde $i, j = x, y$ ou z e δ_{ij} é o delta de Kronecker, definido por $\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{if } i = j \\ 0, & \text{if } i \neq j \end{cases}$.

Demonstra-se que o divergente do tensor de Maxwell é (Lowther, Silvester, 1986),

$$\nabla \cdot \mathbf{T} = \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \partial_i T_{ij} \mathbf{u}_j = (\nabla \cdot \mathbf{B}) \mathbf{B} - (\mathbf{B} \cdot \nabla) \mathbf{B} - \frac{1}{2} \nabla (\mathbf{B} \cdot \mathbf{B}), \quad (6.25)$$

pelo que a expressão (6.23) pode ser reescrita através de

$$\frac{d\mathbf{F}}{dv} = \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \mathbf{T}. \quad (6.26)$$

Recorrendo ao teorema da divergência, a força que actua no corpo é

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\mu} \int_S \mathbf{T} \cdot d\mathbf{s}, \quad (6.27)$$

sendo S a superfície que envolve o volume do corpo em movimento e μ a permeabilidade do meio onde a integração se processa. Em termos práticos, é conveniente realizar a integração num meio em que a permeabilidade seja constante, ou seja, nas máquinas eléctricas, aquela deve ser processada no entreferro.

Considerando a superfície infinitesimal do rotor da máquina de IPFA, que, no sistema de coordenadas em uso, é $d\mathbf{s} = dx dz \mathbf{u}_y$, e assumindo $\mathbf{B} = (B_x, B_y, 0)$ constante na superfície de integração (Figura 6.17), a força diferencial que actua na superfície do disco, é, de acordo com (6.27), dada por

$$\frac{d\mathbf{F}}{ds} = \frac{1}{\mu} (T_{xy}, T_{yy}, T_{zy}) = \frac{1}{\mu} \left(B_x B_y, B_y^2 - \frac{1}{2} B^2, 0 \right). \quad (6.28)$$

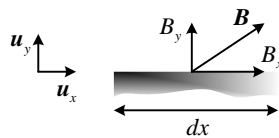


Figura 6.17: Superfície infinitesimal do rotor da máquina de IPFA e componentes da indução magnética.

A partir da componente segundo x da força infinitesimal, é possível exprimir o binário electromagnético, através de

$$T_{\text{elm}} = \frac{1}{\mu_0} \int_S r B_x B_y dx dz, \quad (6.29)$$

sendo r a distância do elemento infinitesimal ao eixo de rotação. A operação de integração em (6.29) é, formalmente, um problema tridimensional, cuja transposição para os planos computacionais em uso neste trabalho envolve a seguinte formulação:

$$T_{\text{elm}} = \frac{p}{\mu_0} \sum_{i=1}^N \Delta r_i r_{\text{medi}} \int_0^{\tau_i} B_x B_y dx, \quad (6.30)$$

em que r_{medi} é o raio médio, medido entre o eixo de rotação e a linha média do plano de computação i .

Para uma distribuição da indução magnética contínua no espaço, o cálculo do binário através do método do tensor de tensões de Maxwell é exacto e independente da linha de integração utilizada. Devido à aproximação intrínseca do MEF, a continuidade das componentes da indução magnética entre elementos adjacentes não é garantida, pelo que a precisão dos resultados obtidos depende do percurso de integração e da malha adoptada no domínio em que aquele se encontra. Uma forma de minorar possíveis erros consiste em avaliar o integral das componentes da indução magnética na área definida pelo entreferro (Bianchi, 2005), ou seja

$$T_{\text{elm}} = \frac{p}{g\mu_0} \sum_{i=1}^N \Delta r_i r_{\text{medi}} \int_{g\tau_i} B_x B_y ds. \quad (6.31)$$

O binário de ranhura pode ainda ser obtido através da variação da energia magnética relativamente à posição rotórica. Esta metodologia utiliza o princípio da conservação de energia, associada a um deslocamento virtual da parte móvel da máquina. Na ausência de correntes no estator, não há trocas de energia eléctrica com o exterior, pelo que, para uma variação infinitesimal da posição rotórica, $d\theta$, a soma da energia magnética acumulada no sistema e do trabalho realizado pelo campo magnético é nulo, ou seja,

$$dW_m + T_{cog} d\theta = 0$$

$$T_{cog} = -\frac{dW_m}{d\theta}. \quad (6.32)$$

A utilização do método do trabalho virtual, aparentemente simples, carece de algum cuidado pela presença dos ímanes, cujo trabalho efectuado pela magnetização no deslocamento virtual é irreversível, o que pode falsear os resultados. Este método é aqui utilizado no sentido de validar os resultados obtidos pelo método do tensor de tensões de Maxwell.

A periodicidade do binário de ranhura na máquina em análise é de um passo de ranhura ($\pi/30$ radianos eléctricos, no modelo em análise). A avaliação do binário de ranhura é efectuada em 20 posições incrementais do rotor ao longo do período daquele. A Figura 6.18 apresenta a variação da energia magnética e a função que a aproxima, e na Figura 6.19 (a) é apresentada a evolução do binário de ranhura, obtida pelas duas metodologias.

Da análise dos resultados, verifica-se que as formas de onda obtidas pelas duas metodologias são coerentes, embora o método do trabalho virtual sobestime a amplitude do binário de ranhura comparativamente ao método do tensor de tensões de Maxwell. O conteúdo harmónico da forma de onda do binário de ranhura, obtida pelo método do tensor de tensões de Maxwell, é apresentado na Figura 6.19 (b).

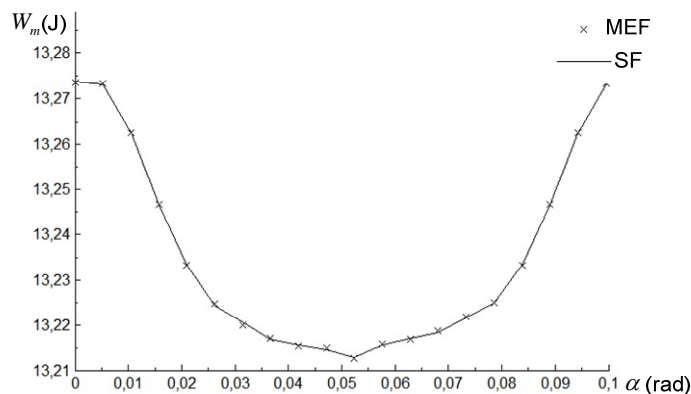


Figura 6.18: Energia magnética em vazio ao longo de um passo de ranhura (a aproximação obtida pelos coeficientes de Fourier é representada pela curva SF).

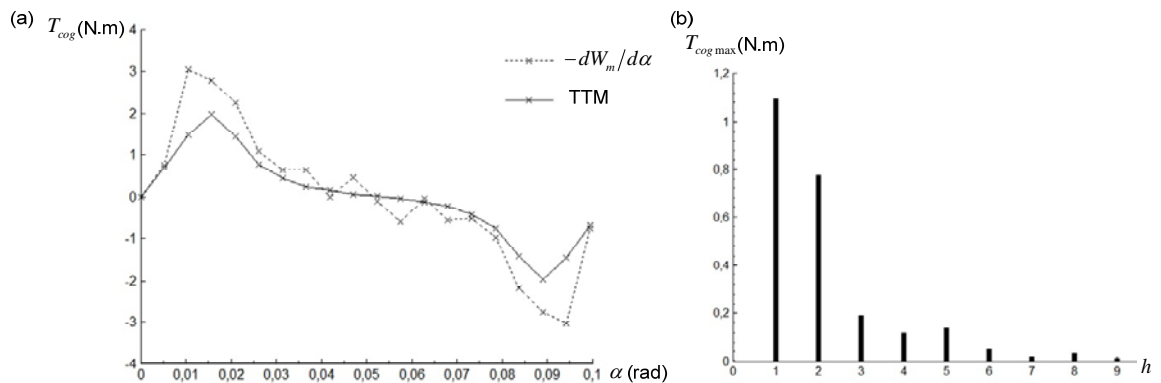


Figura 6.19: Binário de ranhura ao longo de um período; (a) formas de onda obtidas pelo método do tensor de tensões de Maxwell (TTM) e pelo método do deslocamento virtual; (b) harmónicos na forma de onda do binário de ranhura (TTM).

O binário electromagnético máximo em carga, ou seja, o binário associado a $i_q = I_{max}$, é estimado através do método do tensor de tensões de Maxwell, tendo-se obtido um valor de 4,4 N.m. A relação entre as amplitudes dos binários de ranhura e máximo em carga é elevada, concordantes com os valores referenciados na literatura (Aydin, *et al.*, 2007; Krishnan, 2010) em projectos que não contemplam técnicas de mitigação do primeiro, como no caso em análise.

6.7. OPTIMIZAÇÃO DO VOLUME DE MATERIAL MAGNÉTICO PERMANENTE

O volume de material magnético permanente na máquina de IPFA é aqui investigado através da contribuição dos vários elementos daquele material para o fluxo totalizado em vazio. Desta forma, é possível propor coeficientes polares óptimos, através da eliminação de elementos de volume dos ímanes com uma contribuição menor, com a consequente redução do volume de material magnético permanente. No contexto do mercado dos materiais magnéticos permanentes de terras raras actual, em que se assiste a uma subida dos preços e a uma redução da disponibilidade daqueles (Constantinides, 2007), a minimização do volume de material magnético permanente é um aspecto essencial para a competitividade da máquina eléctrica.

A metodologia utiliza a avaliação do fluxo totalizado no domínio dos ímanes permanentes, em vez da avaliação clássica na superfície da bobina, a partir da qual é possível investigar a contribuição de cada elemento dos ímanes. Esta análise é formulada analiticamente na secção seguinte e

posteriormente implementada para a configuração da máquina de IPFA em análise, através do MEF, conforme publicado em (Ferreira, Costa, 2011a).

6.7.1. Fluxo totalizado em função do volume dos ímanes

Em alternativa à formulação do fluxo totalizado baseada na geometria da bobina

$$\lambda = \int_{S_b} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \quad , \quad (6.33)$$

sendo S_b é a secção da bobina, suposta com N_f espiras, aquele pode ser expresso em função do volume do material magnético permanente, tendo por base as hipóteses de estudo a seguir enunciadas.

- As grandezas magnéticas devidas aos ímanes permanentes e às intensidades de corrente no interior da máquina são desprezáveis fora da fronteira física desta; também se considera desprezável a influência de possíveis campos magnéticos exteriores à máquina dentro daquela.
- A característica de desmagnetização dos ímanes é considerada linear e invariante, admitindo-se ainda que a permeabilidade de restabelecimento relativa é unitária, ou seja,

$$\mathbf{B}_m = \mu_0 \mathbf{H}_m + \mathbf{B}_r \quad . \quad (6.34)$$

Como já foi oportunamente referido, a descrição do material magnético permanente sob estas hipóteses simplificativas é válida para os ímanes de terras raras, desde que se despreze a influência a temperatura.

- Os materiais magnéticos macios são considerados ideais, ou seja, não saturáveis e com permeabilidade infinita. A permeabilidade relativa da maior parte dos materiais magnéticos macios é, na zona de funcionamento linear, de uma ordem de grandeza consideravelmente superior à do vazio, pelo que esta hipótese é razoável, desde que esteja afastada a saturação. A validade da metodologia em análise deve ser reavaliada em função da saturação do circuito magnético.

- O vector potencial magnético, A , é suposto constante, em amplitude e direcção, ao longo da secção transversal dos condutores que formam as bobinas; esta hipótese é válida para condutores filamentosares, desde que as bobinas estejam dispostas em torno de um material ferromagnético macio, tal que o fluxo totalizado esteja concentrado dentro da secção delimitada pela bobina (Fano, *et al.*, 1968).

Nestes pressupostos, admitindo que a bobina é percorrida por uma intensidade de corrente i , sob a influência do fluxo magnético indutor, o produto λi é expresso por

$$\lambda i = \int_{S_b} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} \int_{S_c} \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s}, \quad (6.35)$$

sendo λ e \mathbf{B} o fluxo totalizado e a indução magnética através da secção delimitada pela bobina, e \mathbf{J} a densidade de corrente nos condutores com secção transversal S_c ($\approx S_{c,u}$), de acordo com o definido na Figura 6.20. A equação (6.35), nos pressupostos enunciados, traduz a soma da energia e da co-energia de um sistema estático ou quasi-estático (Furlani, 2001).

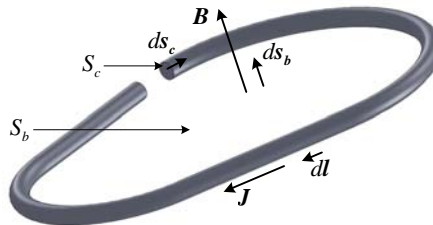


Figura 6.20: Bobina da máquina de IPFA, representada, por simplificação, com uma espira.

Recorrendo ao vector potencial magnético e utilizando o teorema de Stokes, a expressão (6.35) pode ser reescrita na forma

$$\lambda i = \oint_{l_c(S_b)} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} \int_{S_c} \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s}, \quad (6.36)$$

sendo l_c o percurso fechado que engloba a superfície S_b , aproximado pelo comprimento médio das espiras que formam a bobina.

Tendo por base o pressuposto da invariância do vector potencial magnético através de S_c , o produto λi é expresso em função do volume dos condutores, V_{Cu} , através de

$$\lambda i = \int_{V_{cu}} \mathbf{A} \cdot \mathbf{J} \, dv. \quad (6.37)$$

A expressão anterior, pode ser expressa em termos dos campos \mathbf{B} e \mathbf{H} , avaliados em todo o espaço. Para um sistema quasi-estacionário, tal que $\mathbf{J} = \nabla \times \mathbf{H}$, e recorrendo à igualdade vectorial $\nabla \cdot (\mathbf{F} \times \mathbf{G}) = \mathbf{G} \cdot (\nabla \times \mathbf{F}) - \mathbf{F} \cdot (\nabla \times \mathbf{G})$ e ao teorema da divergência, obtém-se sucessivamente

$$\begin{aligned} \lambda i &= \int_{V'} \nabla \cdot (\mathbf{H} \times \mathbf{A}) \, dv + \int_{V'} \mathbf{H} \cdot (\nabla \times \mathbf{A}) \, dv, \\ \lambda i &= \oint_{S'(V')} \mathbf{H} \times \mathbf{A} \, ds + \int_{V'} \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \, dv, \end{aligned} \quad (6.38)$$

sendo S' a superfície infinita que engloba todo o volume V' .

Os campos \mathbf{A} e \mathbf{H} variam de forma inversamente proporcional à distância e ao quadrado da distância, respectivamente, enquanto ds é directamente proporcional ao quadrado da distância, pelo que o integral de superfície em (6.38) anula-se quando o volume limitado por S' tende para todo o espaço (Johnk, 1975). Assim, o produto λi reduz-se a

$$\lambda i = \int_{V'} \mathbf{H} \cdot \mathbf{B} \, dv. \quad (6.39)$$

A principal diferença entre (6.37) e (6.39) é que a primeira requer a integração apenas no volume dos condutores, enquanto, na última, o volume de integração tem que ser expandido até ao infinito para se obter o mesmo resultado.

Recorrendo novamente aos pressupostos simplifcativos enunciados, nomeadamente à linearidade dos materiais activos, λ , \mathbf{H} e \mathbf{B} são devidos, cumulativamente, à intensidade de corrente na bobina (índice I) e à presença dos ímanes permanentes (índice m), tal que

$$(\lambda_I + \lambda_m) i = \int_{V'} (\mathbf{H}_I + \mathbf{H}_m) \cdot (\mathbf{B}_I + \mathbf{B}_m) \, dv. \quad (6.40)$$

Atendendo a que $\nabla \cdot \mathbf{B}_I = \nabla \cdot \mathbf{B}_m = 0$ e $\nabla \times \mathbf{H}_m = 0$, de acordo com o teorema demonstrado em (Brown, 1962)¹,

$$\int_{V'} \mathbf{H}_m \cdot \mathbf{B} \, dv = 0, \quad (6.41)$$

com $\mathbf{B} = \mathbf{B}_I$ ou $\mathbf{B} = \mathbf{B}_m$.

Inserindo este resultado em (6.40), obtém-se

$$(\lambda_I + \lambda_m) i = \int_{V'} \mathbf{H}_I \cdot (\mathbf{B}_I + \mathbf{B}_m) \, dv. \quad (6.42)$$

O pressuposto da linearidade implica que $\lambda_I i = \int_{V'} \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{B}_I \, dv$, obtendo-se por consequência

$$\lambda_m i = \int_{V'} \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{B}_m \, dv. \quad (6.43)$$

O domínio de integração de (6.43) é passível de ser subdividido em quatro subdomínios: o volume ocupado pelo material magnético permanente, V_m , o volume ocupado pelo material magnético macio, V_{Fe} , o volume do entreferro, dos condutores e de outros materiais da máquina caracterizados por uma permeabilidade relativa muito próxima da unidade, aqui denominado V_g , e, finalmente, o volume exterior à máquina, V_{ext} .

Para o volume de material magnético permanente, tendo em consideração a relação constitutiva anteriormente postulada (6.34), é possível escrever $\lambda_m i|_{V_m} = \int_{V_m} \mu_0 \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{H}_m \, dv + \int_{V_m} \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{B}_r \, dv$, onde $\mu_0 \mathbf{H}_I = \mathbf{B}_I$, ou seja

$$\lambda_m i|_{V_m} = \int_{V_m} \mathbf{B}_I \cdot \mathbf{H}_m \, dv + \int_{V_m} \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{B}_r \, dv. \quad (6.44)$$

¹ Sejam \mathbf{u} e \mathbf{v} funções vectoriais que se anulam no infinito; se \mathbf{u} for irrotacional ($\nabla \times \mathbf{u} = \mathbf{0}$) e \mathbf{v} for solenoidal ($\nabla \cdot \mathbf{v} = 0$), então $\int_{V'} \mathbf{u} \cdot \mathbf{v} \, dv = 0$ (cf. com (Brown, 1962), para detalhes).

Considerando agora o volume de material magnético macio, na hipótese simplificativa do ferro macio ideal, sendo $\mu_r = \infty$, $\mathbf{H}_I = \mathbf{H}_m = 0$, então

$$\lambda_m i \Big|_{V_{Fe}} = \int_{V_{Fe}} \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{B}_m \, dv = 0. \quad (6.45)$$

No volume V_g ,

$$\lambda_m i \Big|_{V_g} = \int_{V_g} \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{B}_m \, dv = \int_{V_g} \mathbf{B}_I \cdot \mathbf{H}_m \, dv. \quad (6.46)$$

Finalmente, no volume exterior à fronteira física da máquina, sendo os campos magnético e de indução nulos,

$$\lambda_m i \Big|_{V_{ext}} = \int_{V_{ext}} \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{B}_m \, dv = \int_{V_{ext}} \mathbf{B}_I \cdot \mathbf{H}_m \, dv = 0. \quad (6.47)$$

Inserindo os resultados de (6.44) a (6.47) em (6.43), esta última reduz-se a

$$\lambda_m i = \int_{V'} \mathbf{B}_I \cdot \mathbf{H}_m \, dv + \int_{V_m} \mathbf{H}_I \cdot \mathbf{B}_r \, dv, \quad (6.48)$$

com $V' = V_m + V_{Fe} + V_g + V_{ext}$.

Tendo em consideração o teorema enunciado em (6.41), o primeiro integral de (6.48) é nulo, e o fluxo magnético totalizado devido aos ímanes permanentes que interage com a superfície da bobina é, finalmente, expresso em função do volume do material magnético, através de

$$\lambda_m = \int_{V_m} \frac{\mathbf{H}_I}{i} \cdot \mathbf{B}_r \, dv. \quad (6.49)$$

6.7.2. Coeficiente polar otimizado

A formulação obtida em (6.49), permite identificar a maior ou menor contribuição dos vários elementos do volume de material magnético permanente para o fluxo totalizado, e, em função dos resultados, redefinir a forma dos ímanes e/ou o coeficiente polar, α_m , de forma a minimizar o

material magnético permanente empregue. O estudo é conduzido no plano médio da máquina de IPFA, admitindo um coeficiente polar independente do raio da máquina.

O modelo da máquina implementado no MEF considera a fase em análise com o seu eixo segundo a direcção longitudinal e as características físicas do volume de material magnético permanente substituídas pelas do vazio. Nas ranhuras que correspondem à fase em análise, atribui-se uma densidade de corrente correspondente à corrente contínua utilizada, suposta injectada nos condutores da fase. Obtida a solução magnetostática numérica, avalia-se o produto interno $\mathbf{H}_I/i \cdot \mathbf{B}_r$ no volume a ocupar pelos ímanes e, em função da distribuição deste, removem-se os elementos cuja contribuição é menor.

De acordo com o mencionado previamente nos pressupostos simplificativos desta análise, a indução remanente dos ímanes é considerada constante e independente do campo magnético no interior daqueles. Os ímanes permanentes são magnetizados axialmente, pelo que a indução remanente tem a direcção axial, perpendicular ao plano radial do entreferro.

A distribuição de $\mathbf{H}_I/i \cdot \mathbf{B}_r$, no plano correspondente ao espaço a ocupar pelos ímanes é apresentada na Figura 6.21, para $\alpha_m = 1$.

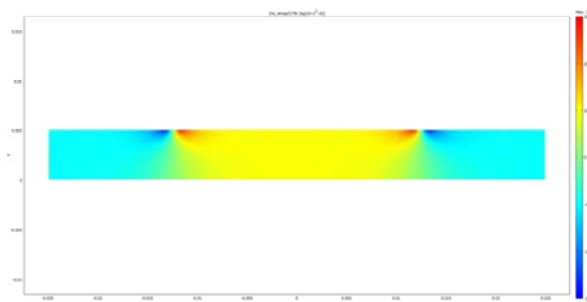


Figura 6.21: Distribuição do produto interno $\mathbf{H}_I/i \cdot \mathbf{B}_r$, na área reservada aos ímanes permanentes, com $\alpha_m = 1$.

Da análise dos resultados obtidos, os elementos próximos da fronteira dos ímanes apresentam a menor contribuição para o fluxo totalizado em vazio, mas não se distribuem uniformemente ao longo da direcção axial (segundo y , no sistema de coordenadas utilizado). A distribuição disforme da contribuição dos elementos na direcção axial para o fluxo totalizado sugere a utilização de

ímans com uma forma trapezoidal, ou seja, com uma largura $\gamma_m(y)$ crescente na direcção do entreferro. Todavia, os ímans de terras raras de formas irregulares são, geralmente, obtidos por recurso a agentes de ligação¹, o que resulta numa degradação das características magnéticas relativamente às dos materiais obtidos por sinterização, sendo este processamento limitado a geometrias regulares (Ferreira, Costa, 2011b). Acresce ainda que, a utilização de ímans com formas irregulares aumenta a complexidade construtiva da máquina. Torna-se assim evidente que o objectivo inicial da redução do custo do material magnético permanente fica comprometido quando se consideram formas irregulares dos ímans, pelo que a análise se limita à sucessiva eliminação de elementos de volume com formas regulares, na direcção circunferencial da máquina.

Para efeitos de validação da formulação do fluxo totalizado através de (6.49), aquele é também avaliado através do vector potencial magnético,

$$\lambda_m = \int_{S_b} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \oint_{l_c} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{l} . \quad (6.50)$$

Os resultados obtidos do fluxo totalizado em vazio por unidade de comprimento radial útil da máquina de IPFA, para vários coeficientes polares são apresentados na Tabela 6.2. O erro relativo associado ao fluxo totalizado avaliado através das duas metodologias corrobora o funcional do fluxo totalizado baseado na geometria dos ímans.

Finalmente, considerando a superfície dos ímans para cada coeficiente polar, é calculado o fluxo totalizado por unidade de volume de material magnético permanente. Os resultados obtidos sugerem que os coeficientes polares óptimos que maximizam a utilização do material magnético permanente são da ordem de 0,6. Na sequência deste trabalho, sugere-se a investigação futura do efeito da variação do coeficiente polar na variação temporal do fluxo totalizado em vazio, de forma a caracterizar a influência daquele na fem induzida.

¹ “Bounded magnets”, na literatura anglo-saxónica.

Tabela 6.2: Fluxo totalizado em vazio por unidade de comprimento radial da máquina de IPFA em função do coeficiente polar ($B_r = 1,06$ T, $i = 2$ A).

α_m	$\frac{\lambda_m}{z} = \frac{1}{z} \oint_{l_c} A \cdot dl$ Wb/m	$\frac{\lambda_m}{z} = \int_{S_m} \frac{\mathbf{H}_l}{i} \cdot \mathbf{B}_r \cdot ds$ Wb/m	ε_{λ_m} %	S_m cm ²	$\frac{\lambda_m}{V_m}$ Wb/m ³
1	0,02227	0,02231	0,18	2,5	89,24
0,9	0,02114	0,02117	0,14	2,25	94,01
0,8	0,01901	0,01904	0,16	2	95,1
0,7	0,01671	0,01674	0,18	1,75	95,66
0,6	0,01435	0,01437	0,14	1,5	95,8
0,5	0,01194	0,01196	0,17	1,25	95,68

6.8. RESUMO

Neste capítulo exploraram-se algumas variáveis de projecto da máquina de IPFA através do MEF. Foram investigadas a distribuição da indução magnética no espaço da máquina assim como a forma de onda da indução magnética em vazio e a caracterização do seu conteúdo harmónico, salientando-se naquele os harmónicos de ranhura. A comparação das formas de onda da indução magnética em vazio e em carga, permitiu validar o efeito menor da reacção do induzido neste tipo de máquinas eléctricas, consequência do elevado entreferro equivalente que as caracteriza.

A análise dos fluxos de fugas dos ímanes permanentes e do entreferro permitem concluir que a sua previsão pela metodologia analítica, na configuração da máquina utilizada, caracterizada por um pequeno entreferro físico e um baixo coeficiente polar, é sobrestimada face aos resultados obtidos através do MEF.

A determinação das indutâncias, síncronas e de magnetização, segundo as direcções longitudinal e transversal, foi conduzida através de análises magnetostáticas, tendo sido utilizada uma metodologia que permite incluir o efeito do nível de saturação do ferro do estator no valor daquelas. Verificou-se que, nesta configuração da máquina, a influência da saturação é mais pronunciada segundo eixo transversal, sendo a máquina caracterizada por uma pequena anisotropia directa.

A abordagem bidimensional aqui efectuada não permite caracterizar a indutância de fugas dos enrolamentos não activos, visto aquela excluir os efeitos limítrofes nos raios interno e externo da máquina. Na continuidade deste trabalho, pretende-se estender a análise da máquina de IPFA a 3D, de forma a incorporar esses efeitos.

A forma de onda da fem induzida em vazio foi determinada através da variação do fluxo totalizado no espaço do estator, sendo notória a não atenuação dos harmónicos presentes na indução magnética em vazio. Isto deve-se à utilização de enrolamentos imbricados concentrados, caracterizados pelo seu factor de enrolamento unitário.

O binário de ranhura nas máquinas de IPFA assume particular importância quando a configuração emprega os ímanes na superfície rotórica. Foram apresentados os aspectos essenciais associados ao binário de ranhura, nomeadamente a caracterização da sua frequência por rotação da máquina e as principais técnicas de mitigação. Este assunto foi abordado de forma não exaustiva, recomendando-se o seu aprofundamento em investigações futuras. A importância da utilização de enrolamentos concentrados fraccionários, já evidenciada no Capítulo 4, é aqui sobrelevada, no pressuposto que este tipo de enrolamentos, se correctamente dimensionados, pode contribuir para a redução do binário de ranhura. Foram ainda introduzidas metodologias de cálculo de binários associadas ao MEF, e posteriormente empregues na previsão dos binário electromagnético e de ranhura.

Por fim, foi investigada a influência do coeficiente polar no fluxo totalizado da máquina, em vazio, procurando optimizar o volume de material magnético permanente na máquina, tendo-se identificado que os coeficientes polares da ordem de 0,6 maximizam a razão entre o fluxo totalizado e o volume de material magnético permanente. Na sequência deste trabalho, sugere-se a investigação do efeito do coeficiente polar na fem induzida em vazio.

REFERÊNCIAS

- Aydin, M.; Ronghai, Qu; Lipo, T. A.; 2003. Cogging Torque Minimization Technique for Multiple-Rotor, Axial-Flux, Surface-Mounted-PM Motors: Alternating Magnet Pole-Arcs in Facing Rotors. In *38th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, 2003*. 12-16 October, 2003. Vol. 1, pp. 555-561.
- Aydin, M., *et al.*; 2007. Minimization of Cogging Torque in Axial-Flux Permanent-Magnet Machines: Design Concepts. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 43, n.º 9 (September, 2007). pp. 3614-3622.
- Bastos, J. P. A.; Sadowski, N.; 2003. *Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods*. Marcel Dekker. p. 490.
- Bianchi, N.; 2005. *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements*. Taylor&Francis. p. 275.
- Brown, W. F.; 1962. *Magnetostatic Principles in Ferromagnetism*. Amsterdam: North-Holland Publishing Company. p. 202.
- Caricchi, F., *et al.*; 2004. Experimental Study on Reducing Cogging Torque and No-Load Power Loss in Axial-Flux Permanent-Magnet Machines with Slotted Winding. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 40, n.º 4 (July-August, 2004). pp. 1066-1075.
- Cendes, Z. J.; 1989. Unlocking the Magic of Maxwell's Equations. *IEEE Spectrum*. (April, 1989). pp. 29-33.
- COMSOL; 2008. COMSOL Multiphysics. <http://www.comsol.com/products/3.5/> (Cited November, 2008).
- Constantinides, S.; 2007. Status of the Chinese Magnet Industries and its Likely Impact on Western Magnet Users. In *SMMA Fall Technical Conference*. October, 2007.
- Fano, R. M.; Chu, L. J.; Adler, R. B.; 1968. *Electromagnetic Fields, Energy, and Forces*. The MIT Press.
- Ferreira, A. P.; Costa, A. F.; 2011a. Efficient Pole-Arc Coefficients for Maximum No Load Flux Linkage in Axial Flux Permanent Magnet Machines. In *8th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives - SDEMPED 2011*. Bologna, Italy, 5-8 September, 2011.
- Ferreira, A. P.; Costa, A. F.; 2011b. Materiais Magnéticos Permanentes. *Egitania Scientia*. Vol. 8 (May, 2011). pp. 175-198.
- Furlani, E. P.; 2001. *Permanent Magnet and Electromechanical Devices*. Academic Press. p. 518.
- Gonzalez, D. A.; Tapia, J. A.; Bettancourt, A. L.; 2007. Design Consideration to Reduce Cogging Torque in Axial Flux Permanent-Magnet Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*. Vol. 43, n.º 8 (August, 2007). pp. 3435-3440.
- Johnk, C. T.; 1975. *Engineering Electromagnetic Fields and Waves*. John Wiley & Sons. p. 655.
- Krishnan, R.; 2010. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press.

Lowther, D. A.; Silvester, P. P.; 1986. Computer-Aided Design in Magnetics. New York: Springer-Verlag. p. 324.

Parviainen, A.; Niemelä, M.; Pyrhönen, J.; 2003. Analytical, 2D FEM and 3D FEM Modelling of PM Axial Flux Machines. In *10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2003)*. Toulouse, France, 1-4 September, 2003. EPE Association, on CD-ROM.

Polycarpou, A. C.; 2006. Introduction to the Finite Element Method in Electromagnetics. Morgan & Claypool Publishers. p. 126.

Sabonnadiere, J-C.; 1992. Computing EM Fields. *IEEE Spectrum*. (November, 1992). pp. 52-56.

Šolín, Pavel; 2006. Partial Differential Equations and the Finite Element Method, Wiley - Interscience. John Wiley & Sons. p. 472.

CAPÍTULO 7

IMPLEMENTAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO DE UMA MÁQUINA DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

ÍNDICE

7. Implementação e Experimentação de uma Máquina de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial	229
7.1. Introdução.....	229
7.2. Configuração do Protótipo da Máquina de IPFA.....	229
7.3. Processo Construtivo	231
7.3.1. Rotor	232
7.3.2. Estator.....	234
7.3.3. Enrolamentos.....	236
7.4. Experimentação Laboratorial	238
7.4.1. <i>Layout</i> do sistema de experimentação	238
7.4.2. Resultados experimentais	239
7.4.3. Discussão dos resultados.....	242
7.5. Resumo	245
Referências.....	247

7. IMPLEMENTAÇÃO E EXPERIMENTAÇÃO DE UMA MÁQUINA DE ÍMANES PERMANENTES DE FLUXO AXIAL

7.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o processo de construção de um primeiro protótipo de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA) e a sua experimentação laboratorial. O protótipo foi construído com o objectivo de avaliar a exequibilidade construtiva da configuração axial e providenciar um suporte físico ao desenvolvimento das metodologias de projecto, embora apresente aspectos construtivos distintos dos modelados anteriormente, nomeadamente, o volume de material magnético permanente e a geometria dos ímanes.

Embora a máquina eléctrica construída, devido ao seu carácter de protótipo, seja de potência reduzida, 387 W a 600 min^{-1} , as decisões do projecto foram tomadas visando a extrapolação da experiência adquirida para máquinas de potências superiores, orientadas para os micro sistemas de conversão de energia eólica com accionamento directo e potências na gama de 1 a 5 kW.

Este primeiro protótipo não foi objecto de nenhum processo de optimização e foi implementado sem o suporte de um projecto mecânico. Todavia, a experiência adquirida na construção e montagem da máquina permite estabelecer algumas considerações sobre as restrições mecânicas que devem ser exploradas em projectos ulteriores.

7.2. CONFIGURAÇÃO DO PROTÓTIPO DA MÁQUINA DE IPFA

A configuração adoptada para o protótipo construído obedece à estrutura de duplo entreferro, rotor interno, na linha do que foi estudado nos capítulos anteriores. A utilização do duplo entreferro pretende maximizar a utilização dos materiais activos, assim como balancear as forças axiais devidas à presença dos ímanes e do ferro do estator, exigindo-se, para o efeito, uma simetria

cuidada. A configuração com o estator interno foi preterida, pela superior complexidade da fixação do estator à estrutura da máquina, como antes reportado. Para máquinas de pequena potência, a estrutura do estator pode ser fixada unicamente à protecção do rolamento, mas essa solução é pouco fiável para projectos de máquinas de potências consideráveis, no funcionamento a longo prazo.

As estruturas dos estatores são em ferro, tendo sido adoptada a estrutura ranhurada. A decisão entre estatores com ou sem ranhuras é complexa, pois as vantagens e desvantagens de cada uma das opções, em termos das parcelas de perdas envolvidas, dos factores económicos e dos processos de execução mais ou menos complexos, não se coadunam a uma opção clara unilateral.

Embora o carácter “protótipo” da máquina infira uma potência nominal baixa, condição na qual a opção de estatores sem ranhuras seria favorável do ponto de vista económico e de facilidade de construção, a desejada extrapolação para máquinas de potência razoável obrigou à consideração de estatores ranhurados, pelas economias que daí resultam em termos de volume de material magnético permanente e pela robustez estrutural conferida aos enrolamentos.

Quanto ao número de fases, as máquinas trifásicas apresentam uma utilização de materiais activos, em função da potência, muito favorável, relativamente às alternativas com um número de fases inferior. Embora se possa arguir uma melhoria na utilização dos materiais com o aumento do número de fases, essa vantagem é contra balanceada pelo aumento do número de dispositivos semicondutores de interface, o que aumenta o custo e compromete a fiabilidade do sistema global.

A selecção do número de pólos foi orientada pela aplicação em causa, ou seja, pela baixa velocidade de accionamento. No caso específico do protótipo aqui descrito, o número de pólos utilizado foi ajustado durante o projecto preliminar, em função das dimensões do núcleo de ferro.

7.3. PROCESSO CONSTRUTIVO

As máquinas de IPFA envolvem estruturas de suporte mais complexas que as suas homólogas, radiais. Os principais parâmetros do protótipo implementado são listados na Tabela 7.1 e as propriedades magnéticas dos ímanes permanentes utilizados são apresentadas na Tabela 7.2.

Tabela 7.1: Parâmetros do protótipo da máquina de IPFA implementado.

Parâmetro		Valor
Número de pares de pólos	p	10
Número de ranhuras por estator	Q	60
Número de ranhuras por pólo e por fase	q	1
Número de bobinas por estator		60
Número de espiras por bobina		24
Número de espiras por fase e por estator	N_f	480
Coefficiente polar no diâmetro médio	α_m	0,602
Densidade linear de corrente no raio interno	A_{in}	13,4 kA/m
Diâmetro externo do estator	D_{out}	18 cm
Raio útil do estator	r_u	2,15 cm
Comprimento axial do estator	l_c	2,26 cm
Comprimento axial do entreferro por estator	g	0,5 mm
Comprimento axial dos ímanes por entreferro	l_m	0,5 cm
Diâmetro dos ímanes (cilíndricos)		1,5 cm
Volume total de material magnético permanente		35,34 cm ³

Tabela 7.2: Propriedades magnéticas dos ímanes permanentes de NdFeB, graduação N30SH.

Propriedade		Valor
Indução remanente (20 °C)	B_r	1,12 T
Campo coercivo	H_c	836 kA/m
Campo coercivo intrínseco	H_{ci}	1595 kA/m
Permeabilidade relativa de restabelecimento	$\mu_{r,rec}$	1,05
Resistividade eléctrica	ρ_m	160 $\mu\Omega$.cm

Tabela 7.2: Propriedades magnéticas dos ímanes permanentes de NdFeB, graduação N30SH (continuação).

Propriedade		Valor
Temperatura máxima de funcionamento	T_{\max}	150 °C
Temperatura de Curie	T_C	310 °C
Coefficiente de temperatura reversível de B_r	\mathcal{G}_B	- 0,12 %/°C
Coefficiente de temperatura reversível de H_{ci}	\mathcal{G}_H	- 0,6 %/°C

Nas secções seguintes descreve-se o processo construtivo do rotor, do estator e dos enrolamentos, identificando-se as dificuldades estruturais em máquinas de potências superiores.

7.3.1. Rotor

O rotor das máquinas axiais é sujeito a forças magnéticas elevadas que, embora sejam balanceadas com a utilização da configuração de duplo entreferro, estão presentes na fase da montagem e dificultam o processo. O disco do rotor deve ter rigidez mecânica suficiente para suportar essas forças na fase de montagem, sem sofrer uma deflexão excessiva. A deflexão máxima admissível deve ser uma fracção pequena do comprimento do entreferro.

A fixação dos ímanes ao disco de suporte deve ainda resistir às forças centrífugas a que aquele estará sujeito. Se a fixação for providenciada por cola, a ligação é também dependente da temperatura de funcionamento. Nas aplicações de baixas velocidades, as forças centrífugas não são determinantes, pelo que a estabilidade da fixação por cola, dos ímanes ao disco de suporte, é ditada essencialmente pela temperatura a que aquele estará sujeito.

As frequências naturais do rotor são inversamente proporcionais ao quadrado do raio externo (Kelly, 2011). Nas máquinas de IPFA, torna-se necessário garantir que aquelas estejam afastadas das possíveis frequências induzidas pelos harmónicos na forma de onda da indução magnética, de forma a evitar vibrações indesejadas.

O protótipo utiliza um disco de suporte dos ímanes em alumínio, que, pela sua baixa densidade, confere à solução um peso reduzido. O alumínio é ainda facilmente maquinável e tem um comportamento paramagnético, o que o torna indicado para a aplicação em causa. Um

inconveniente da utilização do alumínio no suporte dos ímanes é a sua baixa resistividade eléctrica, o que permite a circulação de correntes de Foucault induzidas pelos harmónicos que estejam presentes na forma de onda da indução magnética. Em projectos em que estas correntes sejam consideráveis (aplicações a elevadas velocidades, *e.g.*), recomenda-se a adopção de materiais não condutores, sem com isso comprometer a rigidez estrutural, como, por exemplo, o MDF¹.

O disco de alumínio foi perfurado axialmente de forma a incluir os ímanes, conferindo assim um suporte físico eficaz na direcção radial. Esta variável de projecto permite ainda manipular um menor número de peças individuais de ímanes permanentes. Para evitar movimentos axiais dos ímanes, estes foram colados ao alumínio, durante o processo de inserção. A geometria dos ímanes adoptada é cilíndrica, com a direcção de magnetização perpendicular às superfícies circulares.

Por fim, o rotor é aparafusado ao veio da máquina, como se mostra na Figura 7.1. O veio da máquina foi maquinado a partir de uma peça em aço, na configuração final representada na Figura 7.2. O projecto do veio da máquina inclui os encaixes para os rolamentos aos quais são adaptados as estruturas de suporte dos estatores.

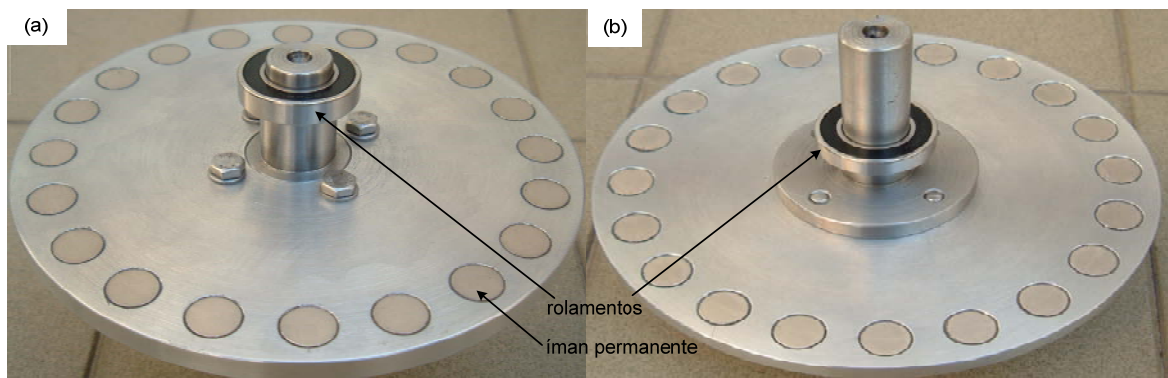


Figura 7.1: Rotor do protótipo, com os rolamentos posicionados no veio; (a) e (b) pormenores da fixação do rotor ao veio.

¹ *Medium Density Fiberboard.*

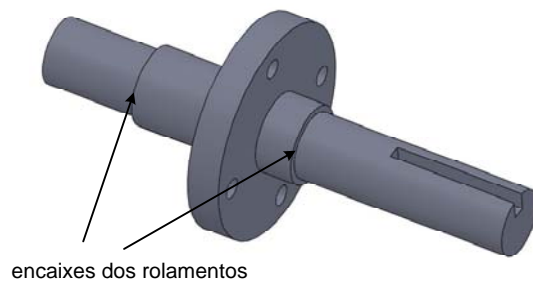


Figura 7.2: Veio do protótipo.

7.3.2. Estator

A utilização de estatores ranhurados confere à máquina um suporte eficaz para os enrolamentos, assim como a concentração do fluxo naqueles. O estator do protótipo foi construído reutilizando o ferro de um auto transformador, disponível nos laboratórios de Máquinas Eléctricas da FEUP, mas cujas propriedades magnéticas são desconhecidas. O núcleo toroidal do auto transformador é construído de forma idêntica ao núcleo de ferro bruto do estator da máquina de fluxo axial, ou seja, utiliza a fita de ferro enrolada numa disposição espiralada, o que providencia as características geométricas necessárias à aplicação. O ferro originário do auto transformador foi desenrolado e novamente enrolado, tendo sido devidamente compactado, nas dimensões estabelecidas pelo projecto do protótipo para os raios interno e externo (Figura 7.3 (a)). O factor de empacotamento obtido foi de 0,95. A peça de ferro foi posteriormente furada, de acordo com a Figura 7.3 (b), de forma a criar as ranhuras (Figura 7.3 (c)) e posteriormente cortada, obtendo-se assim os dois estatores.

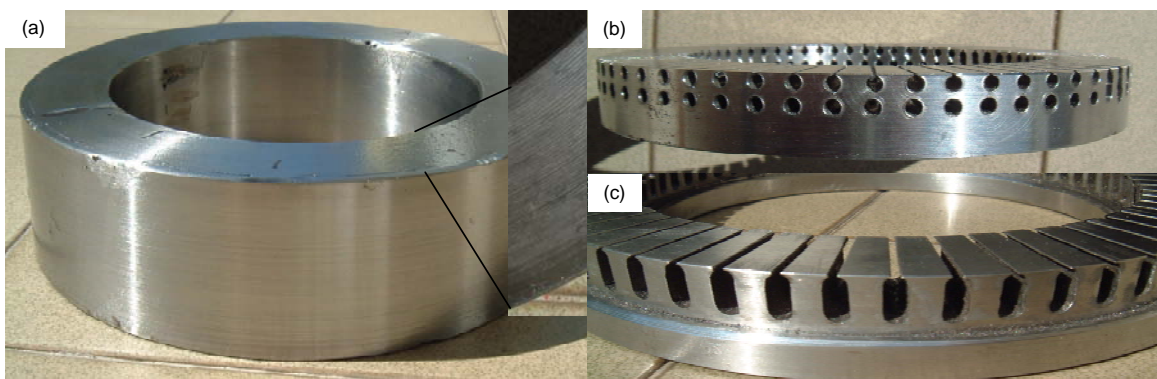


Figura 7.3: Processo construtivo dos estatores; (a) peça de ferro compactada; (b) e (c) obtenção das ranhuras.

O processo de obtenção das ranhuras envolve esforços mecânicos na peça de ferro compactada, o que impõe uma largura mínima dos dentes no raio interno da máquina. Além do projecto magnético, as restrições mecânicas também devem ser consideradas no dimensionamento dos dentes e, nas máquinas de IPFA, estas restrições devem ser observadas no raio interno.

Os dentes do estator não contribuem para a rigidez do núcleo do estator e devem ser consideradas como massas adicionais.

O dimensionamento da abertura das ranhuras deve ser mínimo, de forma a minorar os efeitos de ranhura no binário electromagnético, sendo definida em função da secção dos condutores a inserir nas ranhuras.

Os estatores são fixos à carcaça através de seis parafusos (Figura 7.4 (a) e (b)) e esta é fixada ao veio através de rolamentos de esferas (visíveis na Figura 7.1). A carcaça, construída em alumínio, é aberta na direcção radial da máquina, e cada peça lateral foi rebaixada para receber o estator e o rolamento (Figura 7.5).

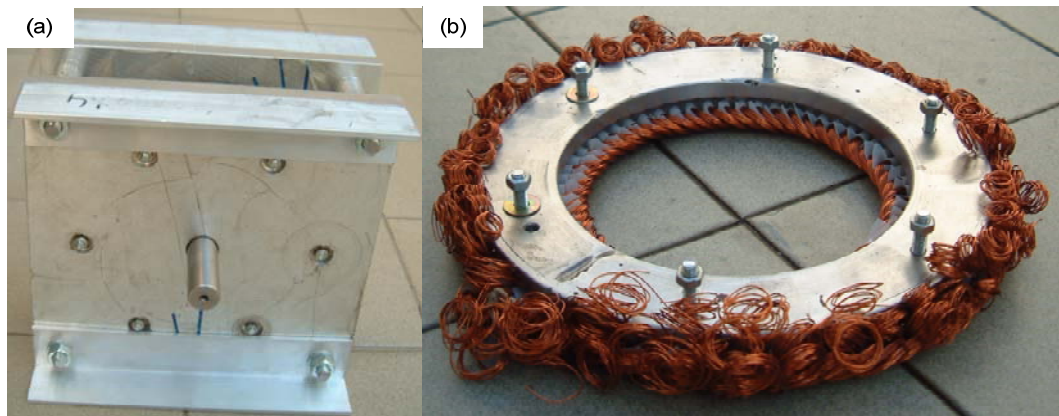


Figura 7.4: Processo de fixação dos estatores à carcaça; (a) tampa e (b) um estator com a furação do sistema de fixação.

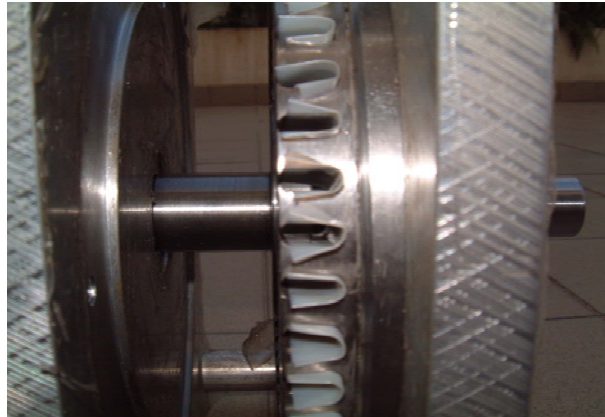


Figura 7.5: Pormenor do encaixe providenciado na carcaça para ajudar a fixar os estatores.

Uma forma eficaz de criar um sistema de auto-ventilação na máquina de IPFA consiste em utilizar o movimento do disco rotórico para aumentar a transferência de calor por convecção, assistindo a circulação do ar através de furos realizados no espaço da carcaça entre os rolamentos e o núcleo de ferro. Esta variável de projecto é especialmente útil para máquinas de velocidade elevada (Scowby, *et al.*, 2004).

7.3.3. Enrolamentos

De forma a minimizar a abertura das ranhuras e potenciar o preenchimento daquelas, optou-se pela utilização de dois fios de cobre em paralelo por espira de cada bobina, com 0,45 mm de diâmetro nominal e de 0,491 mm de diâmetro máximo, de acordo com a IEC 60317-0-1, para os condutores de graduação 1 (Heermann, 2010). O factor de preenchimento da ranhura obtido, com 96 condutores por ranhura, foi de 0,41.

O enrolamento foi construído utilizando dois lados de bobinas distintas em cada ranhura, numa disposição de dupla camada, mas as bobinas que partilham uma ranhura pertencem à mesma fase, o que equivale, em termos de projecto eléctrico, à utilização de um enrolamento a uma camada, com $Q/2$ bobinas por estator. Este procedimento permitiu reduzir o comprimento dos enrolamentos não activos comparativamente à solução de $Q/2$ bobinas por estator em que cada ranhura é ocupada por um lado da bobina e, em consequência, o comprimento radial da máquina e as perdas Joule. A Figura 7.6 (a) mostra, em detalhe, a distribuição das bobinas pelas ranhuras.

O isolamento entre os condutores dispostos nas ranhuras é limitado ao próprio verniz de revestimento do fio de cobre, o que é suficiente, tendo em consideração a baixa tensão de projecto da máquina. O isolamento contra contactos galvânicos entre os condutores e as ranhuras é realizado através de um filme de poliéster (Figura 7.6 (a)) Este isolamento deve projectar-se para fora da ranhura, nos raios interno e externo, dado que nos terminais da ranhura existe um máximo local do campo eléctrico (Pyrhönen, *et al.*, 2008). O material de isolamento galvânico providencia ainda um canal de entrada na abertura da ranhura, o que facilita a inserção dos condutores.

Nas partes dos enrolamentos não activos, é também utilizado isolamento adicional entre as fases. As soldaduras entre bobinas são isoladas através de tubos de lã de vidro, material também utilizado para amarrar os enrolamentos entre si, nas partes não activas (Figura 7.6 (b)). Os enrolamentos são posteriormente endurecidos, impregnando-os num verniz, que é seco e submetido a tratamento de endurecimento em forno.

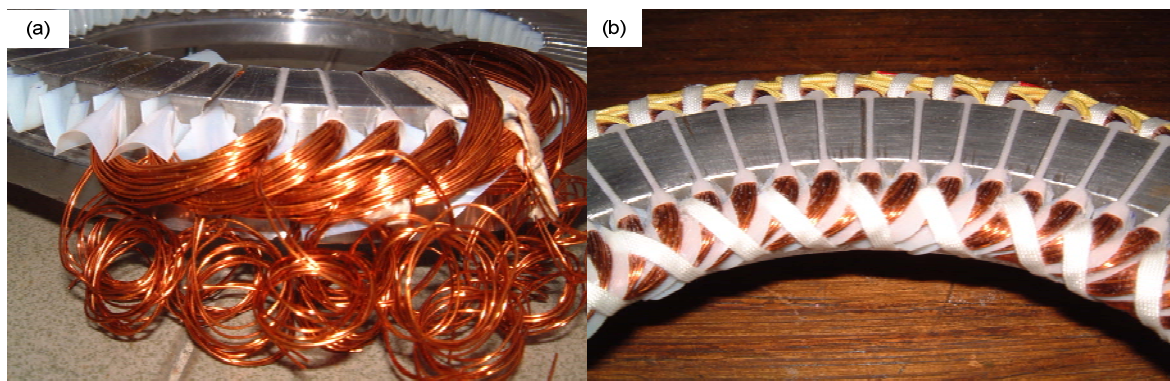


Figura 7.6: Processo de obtenção dos enrolamentos; (a) disposição dos enrolamentos nas ranhuras e (b) fixação e isolamento dos enrolamentos não activos.

Os terminais dos enrolamentos são acessíveis a partir da carcaça (Figura 7.7 (a)), para permitir a ligação das fases em estrela ou em triângulo, a ligação dos dois estatores em série ou em paralelo, ou, ainda, associar os enrolamentos numa ligação monofásica, embora esta ligação seja pouco interessante do ponto de vista do valor da fem induzida. A ligação utilizada na experimentação laboratorial é a série dos estatores, associados em estrela. O protótipo obtido é apresentado na Figura 7.7.

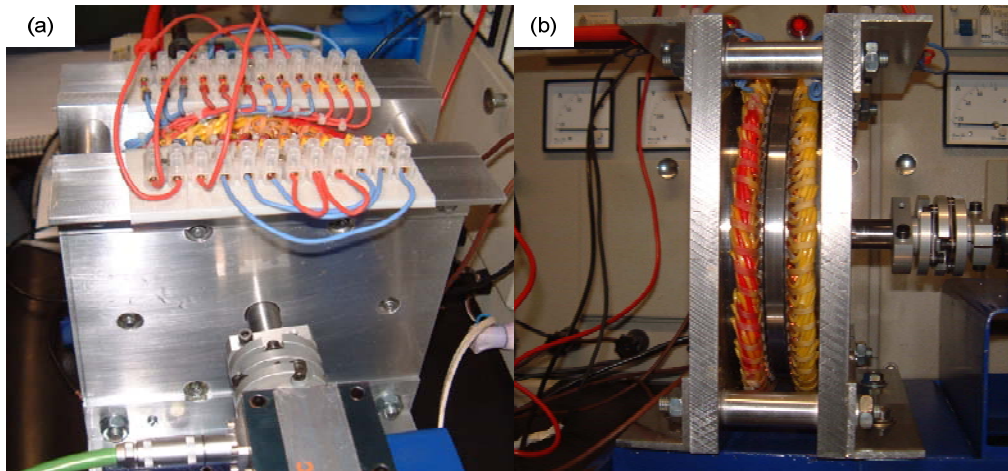


Figura 7.7: Protótipo da máquina de IPFA; (a) terminais dos enrolamentos; (b) vista segundo a direcção axial.

7.4. EXPERIMENTAÇÃO LABORATORIAL

7.4.1. *Layout* do sistema de experimentação

O *layout* do sistema de experimentação do protótipo no modo gerador, implementado nos laboratórios de Máquinas Eléctricas da FEUP, utiliza uma máquina primária de indução trifásica com ligação Dahlander, 400 V, 50 Hz, 2/1,5 kW, 1445/665 min^{-1} , alimentada através de um inversor estandardizado, que promove o controle de velocidade. A máquina de accionamento primário é acoplada ao protótipo através de um transdutor de binário (Vibro-meter, Torquemaster 106), cujos sinais foram adquiridos através de uma placa de condicionamento de sinal. As grandezas eléctricas do protótipo foram registadas através de um analisador de potência (Norma, D 5255 M). Foi também utilizado um osciloscópio e um analisador de espectros, de forma a caracterizar a forma de onda da tensão. A Figura 7.8 apresenta a parte do *layout* que incorpora o protótipo.

Para caracterizar o comportamento térmico da máquina, foram utilizados quatro sensores de temperatura Pt-100. Os valores das temperaturas foram registados num computador via uma unidade de medida (Keithley 2700). Foram inseridos dois sensores nos núcleos dos dois estatores, um terceiro na carcaça e, por fim, foi utilizado um sensor entre uma ranhura e os condutores. Este procedimento foi efectuado numa fase posterior à construção do protótipo, pelo

que não foi possível aceder à temperatura dos condutores localizados nas ranhuras e dos enrolamentos não activos. A temperatura na superfície do disco do rotor foi registada através de um sensor infravermelho de emissividade ajustável (SKF, TKTL 20).

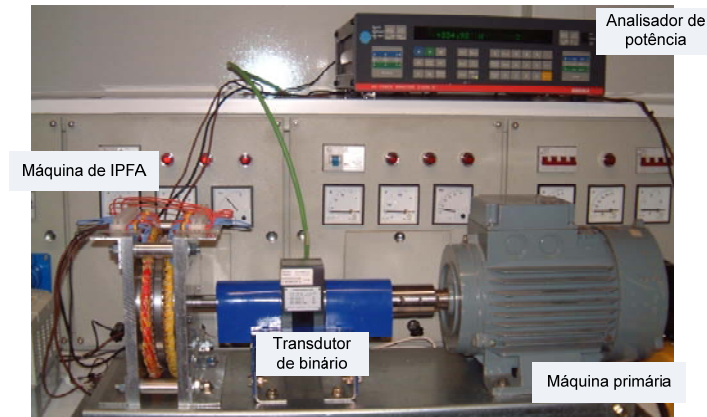


Figura 7.8: Layout do sistema de experimentação do protótipo.

7.4.2. Resultados experimentais

Os parâmetros eléctricos da máquina foram determinados através das metodologias propostas e descritas em (Ferreira, 2000), tendo-se obtido $R = 7 \Omega$ (a $20 \text{ }^\circ\text{C}$) e $L_{sd} \approx L_{sq} = L_s = 14,3 \text{ mH}$.

A evolução da fem em vazio com a frequência, representada na Figura 7.9, é, obviamente, linear. A forma de onda da fem, e o conteúdo harmónico que lhe correspondem, à frequência de 100 Hz, 600 min^{-1} , são apresentados na Figura 7.10.

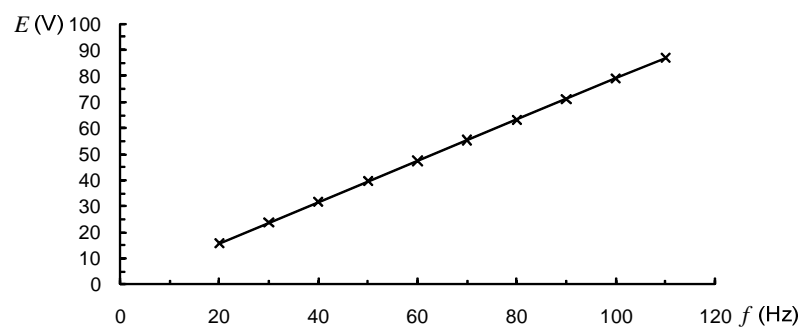


Figura 7.9: Valor eficaz da fem induzida em vazio, por fase, em função da frequência.

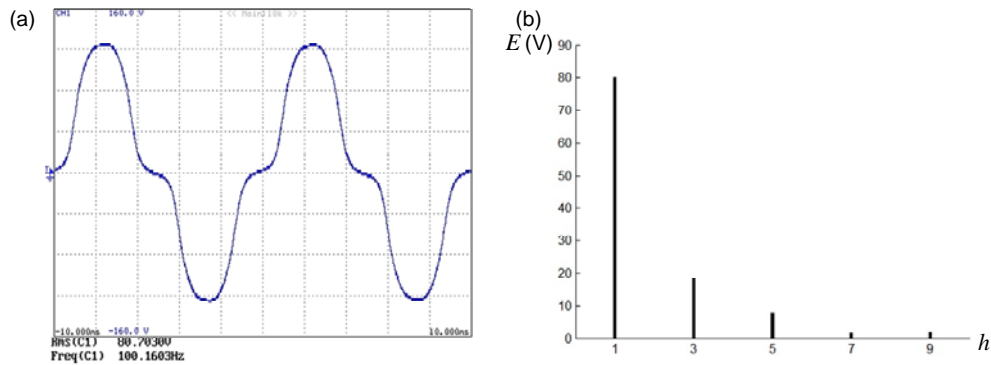


Figura 7.10: (a) Forma de onda da fem induzida em vazio a 100 Hz; (b) valores eficazes das componentes harmónicas.

Na Figura 7.11 apresenta-se a evolução das perdas no ferro e das perdas mecânicas com a frequência, avaliadas com a máquina em vazio.

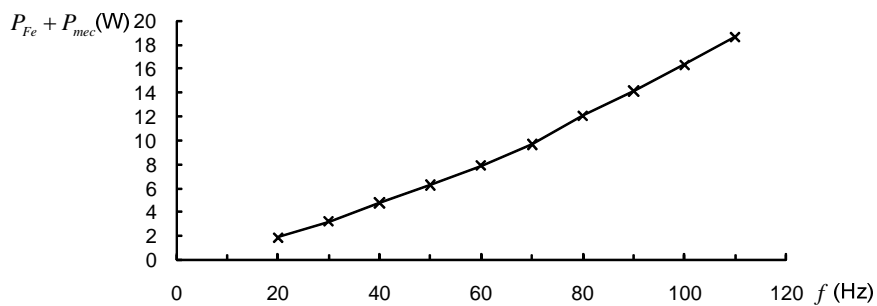


Figura 7.11: Evolução das perdas no ferro e perdas mecânicas com a frequência.

O teste da máquina em carga foi realizado para um factor de potência unitário, admitindo que, em função da aplicação orientadora do projecto, na qual as grandezas eléctricas do gerador são geralmente rectificadas e/ou desacopladas da rede, não é essencial uma caracterização para um factor de potência diferente. Na Figura 7.12 é apresentada a evolução da tensão simples em função da corrente fornecida, para duas velocidades distintas. A potência eléctrica e o rendimento do gerador, que lhes correspondem, são apresentadas nas Figura 7.13 e Figura 7.14. O rendimento máximo registado foi de 87,6%, para a frequência de 100 Hz e intensidade de corrente de, aproximadamente, 1 A.

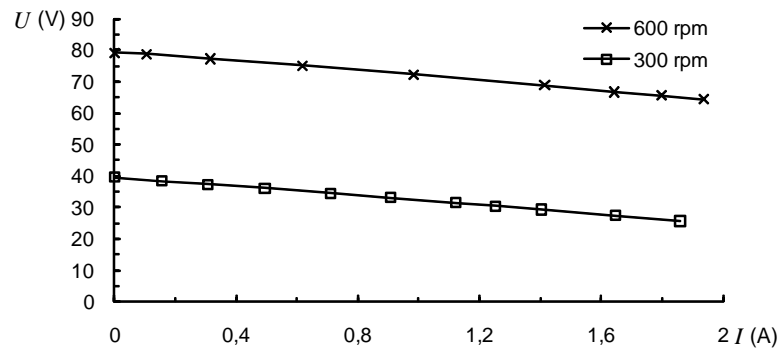


Figura 7.12: Tensão simples nos terminais da máquina em função da corrente fornecida, com factor de potência unitário.

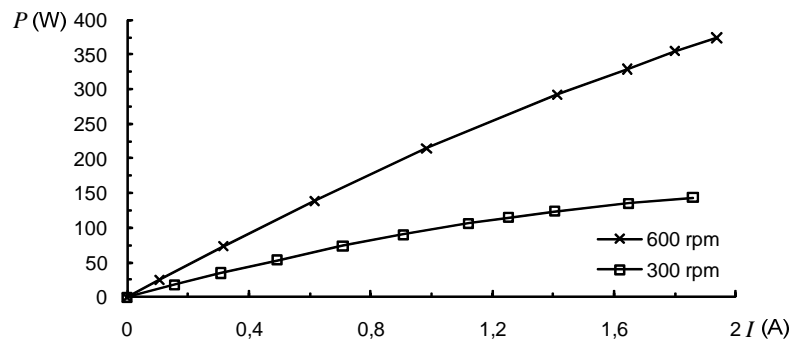


Figura 7.13: Potência fornecida, com factor de potência unitário.

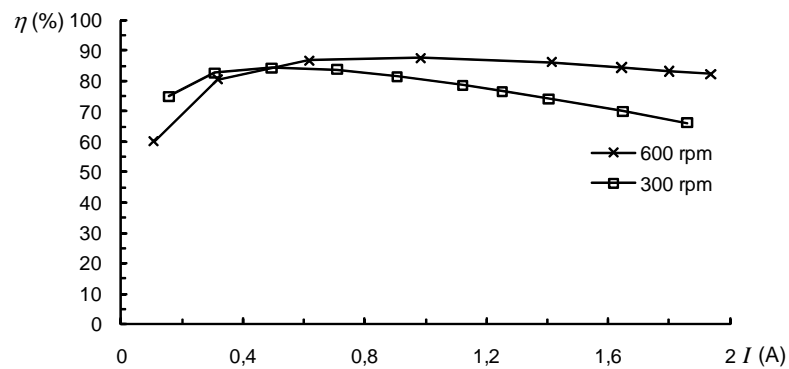


Figura 7.14: Rendimento medido em função da corrente fornecida.

Para efeitos comparativos das principais parcelas de perdas da máquina, as perdas Joule e as perdas no ferro, juntamente com as perdas mecânicas, são sobrepostas na Figura 7.15, sendo evidente o carácter limitativo das perdas Joule na potência eléctrica disponível. Tendo em consideração a baixa potência do protótipo, desprezam-se as perdas suplementares.

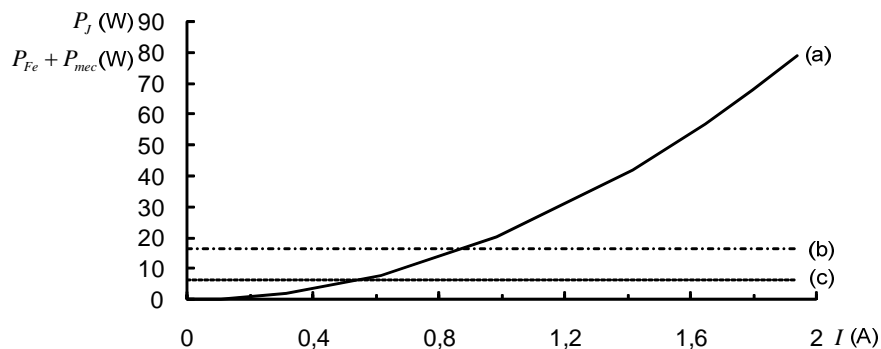


Figura 7.15: Evolução das perdas Joule (a) e das perdas no ferro e mecânicas com a carga, a 100 Hz (b) e a 50 Hz (c).

Relativamente ao estudo térmico da máquina, os valores experimentais e previstos da sobrelevação da temperatura são apresentados na Tabela 7.3, correspondendo-lhes uma intensidade de corrente de 2 A, à frequência de 100 Hz. A temperatura dos enrolamentos foi determinada experimentalmente através da medida da resistência à temperatura final, como proposto pela norma IEC 60034 (IEC-60034, 2007).

Tabela 7.3: Resultados teóricos e experimentais da sobrelevação da temperatura.

Elementos da máquina	Sobrelevação da temperatura, K	
	Prevista	Experimental
Carcaça	40	34
Núcleos dos estatores	48	39
Dentes dos estatores	46	42
Condutores de cobre	61	56
Disco rotórico	58	52

A rede de resistências térmicas proposta na secção 5.7.2. foi simplificada em função dos resultados experimentais, tendo sido eliminadas as resistências cuja estimação empírica não estava devidamente fundamentada, e aglomeradas as potências de perdas injectadas relativas às perdas no ferro e mecânicas. Da comparação dos resultados, verifica-se uma ligeira sobre estimação da temperatura através da rede de resistências térmicas, o que sugere que algumas resistências daquela estejam sobre dimensionadas.

7.4.3. Discussão dos resultados

O protótipo construído utiliza ímanes cilíndricos, tendo sido adoptada esta geometria por obedecerem a uma solução com uma forma e dimensões estandardizadas, além de facilitarem o processo construtivo, simplificando a sua inserção no disco do rotor, sem, no entanto, se precaverem algumas consequências abaixo descritas.

A esta geometria dos ímanes corresponde um coeficiente polar variável com o raio da máquina, não se adequando, portanto, à rotina de projecto desenvolvida, baseada num coeficiente polar constante. Esta restrição na rotina de projecto foi adoptada para que fosse possível estabelecer um paralelismo dos resultados progressivamente obtidos a partir do projecto dimensional preliminar, visto este ser formulado para um coeficiente polar independente do raio da máquina.

Acresce ainda que a indução magnética no entreferro da máquina produzido pelos ímanes com superfícies circulares diminui em todas as direcções a partir do centro geométrico daquelas, numa evolução quasi-sinusoidal, como se demonstra utilizando o Método dos Elementos Finitos (MEF) numa aplicação magnetostática 3D, através da distribuição da indução magnética num plano correspondente ao entreferro e da forma de onda daquela ao longo de um passo polar no diâmetro médio da máquina (Figura 7.16 (a) e (b), respectivamente).

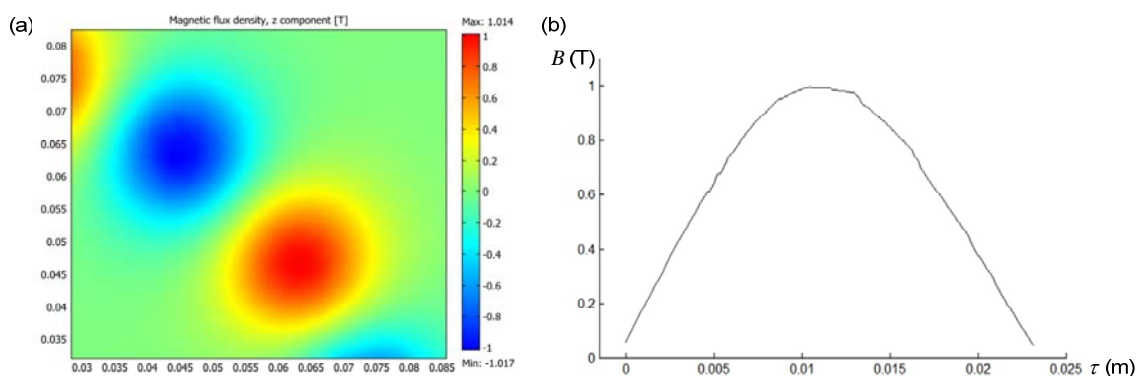


Figura 7.16: Indução magnética devida aos ímanes com geometria cilíndrica; (a) distribuição da indução magnética num plano do entreferro da máquina de IPFA; (b) forma de onda da indução magnética ao longo de um passo polar no diâmetro médio da máquina.

Esta particularidade dos ímanes circulares pode ser incorporada na rotina de projecto a 2D, modelando-os por uma densidade de corrente confinada à superfície do íman com uma distribuição sinusoidal (Bumby, *et al.*, 2004), sendo esta dependente do coeficiente polar

empregue, o que dificulta a interacção com a geometria da máquina, como se pretende nos moldes do projecto proposto. A análise através do MEF a 3D é capaz de modelar o comportamento dos ímanes circulares de forma eficaz, e eliminar aproximações que aquela abordagem acarreta. A prossecução do trabalho aqui realizado deve incorporar a modelação tridimensional da máquina na rotina de projecto, especialmente em desenhos que introduzam variáveis como a descrita.

Esta variância entre o projecto desenvolvido e o protótipo implementado, acentuada ainda pela diferença do volume de material magnético permanente que lhes corresponde, inviabiliza a validação das grandezas que dependem do fluxo magnético indutor, como a fem induzida em vazio, quer a sua forma de onda quer o valor eficaz, a potência e o binário desenvolvidos. O volume dos ímanes permanentes do protótipo é sensivelmente metade do volume do mesmo material modelado no projecto ($61,92 \text{ cm}^3$), sendo portanto compreensível que a fem em vazio do protótipo seja sensivelmente metade da prevista pelo projecto ($2 \times 102,6 / \sqrt{2} = 145,1 \text{ V}$, correspondente à série dos dois estatores).

No que concerne aos parâmetros eléctricos do estator, e porque existe correspondência entre as variáveis dimensionais modeladas e as implementadas no protótipo (os enrolamentos, as dimensões do estator, inclusive as ranhuras, e a densidade de corrente são iguais), as grandezas resistência eléctrica e indutância síncrona¹ e as perdas Joule de projecto e obtidas experimentalmente são coerentes.

O estudo térmico da máquina permite definir o regime nominal, tendo-se imposto uma sobrelevação da temperatura da carcaça de 40 K. As elevadas perdas Joule nos enrolamentos limitam a intensidade de corrente admissível nos condutores. Nos enrolamentos de uma máquina eléctrica, existem geralmente, máximos locais da temperatura, que podem atingir valores 10 a 20 K superiores à média obtida através da medida da resistência eléctrica (Pyrhönen, *et al.*, 2008). Estes sobreaquecimentos locais podem reduzir drasticamente o tempo de vida útil da máquina,

¹ Admitindo que a permeabilidade do ferro macio modelada no projecto é próxima da do ferro utilizado no protótipo.

por redução da integridade dos materiais isolantes, cujo tempo de vida útil diminui exponencialmente com as sobrelevações da temperatura. Este aspecto foi acautelado no projecto térmico da máquina, tendo-se limitado a intensidade de corrente à sobrelevação da temperatura reportada nos resultados previstos. Da agregação dos resultados experimentais electromecânicos e térmicos, define-se o regime nominal do protótipo, de acordo com os valores das grandezas apresentados na Tabela 7.4.

Tabela 7.4: Regime nominal do protótipo da máquina de IPFA.

Grandezas nominais		Valor
Velocidade	n_N	600 min ⁻¹
Potência	P_N	387 W
Tensão	U_N	112 V
Intensidade de corrente	I_N	2 A

7.5. RESUMO

A construção de um protótipo na fase preliminar do trabalho, contraria, aparentemente, o objectivo principal da área de projecto de máquinas eléctricas, que consiste em desenvolver metodologias que minimizem a construção de protótipos experimentais. A configuração particular da máquina em análise e o carácter de investigação deste trabalho, constituindo este a primeira abordagem da autora ao projecto de máquinas eléctricas, levaram a essa necessidade, o que providenciou um suporte físico ao desenvolvimento das metodologias de projecto e permitiu uma interacção entre os resultados experimentais e algumas das metodologias de projecto que foram desenvolvidas.

Neste capítulo foi apresentado o processo construtivo do protótipo de IPFA, após algumas considerações sobre a configuração adoptada. Foram identificados, ainda que de forma não exaustiva, alguns aspectos mecânicos a ter em consideração em projectos futuros.

A experimentação laboratorial permitiu validar os parâmetros eléctricos e térmicos de projecto. De forma a validar cabalmente o projecto efectuado, terá de ser construído um novo rotor que cumpra com as especificações do projecto.

A principal limitação das máquinas de IPFA, particularmente das máquinas de pequena potência e/ou de baixas velocidades, é a elevada parcela de perdas Joule, devidas essencialmente ao superior comprimento dos enrolamentos não activos. Neste protótipo, a disposição dos enrolamentos em duas camadas reduziu o comprimento dos condutores não activos relativamente à disposição de uma camada. O trabalho futuro deve sustentar-se em técnicas de projecto que apoiem uma maior redução daquelas, como a utilização de enrolamentos concentrados fraccionários, já identificada em capítulos anteriores.

A definição do regime nominal do protótipo foi realizada por agregação dos resultados electromecânicos e térmicos da máquina e corrobora as variáveis iniciais de projecto daquele, estabelecidas no dimensionamento básico.

REFERÊNCIAS

Bumby, J. R., *et al.*; 2004. Electromagnetic Design of Axial-Flux Permanent Magnet Machines. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*. Vol. 151, n.º 2 (March, 2004). pp. 151-160.

Ferreira, A. P., "Problemática e Perspectivas da Utilização do Gerador de Ímanes Permanentes na Produção de Energia Eólica", M.Sc., in Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto (FEUP): Porto, Portugal, 2000. p. 183.

Heermann; 2010. Magnet Wire. <http://www.heermann-gmbh.de/magnetwire-data.pdf> (Cited June, 2010).

IEC-60034; 2007. Rotating Electrical Machines - Part 2-1: Standard Methods for Determining Losses and Efficiency from Tests (excluding machines for traction vehicles). Available from <http://www.iec.ch/>.

Kelly, S.G.; 2011. Mechanical Vibrations: Theory and Applications, SI Edition. Cengage Learning. p. 896.

Pyrhönen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcová, V.; 2008. Design of Rotating Electrical Machines. John Wiley & Sons. p. 512.

Scowby, S. T.; Dobson, R. T.; Kamper, M. J.; 2004. Thermal Modelling of an Axial Flux Permanent Magnet Machine. *Applied Thermal Engineering*. Vol. 24, n.º 2-3 (February, 2004). pp. 193-207.

CAPÍTULO 8
CONCLUSÃO

ÍNDICE

8.	Conclusão.....	251
8.1.	Síntese do Trabalho e Conclusões	251
8.2.	Prossecução do Trabalho e Desenvolvimentos Futuros	253

8. CONCLUSÃO

8.1. SÍNTESE DO TRABALHO E CONCLUSÕES

Neste trabalho foram propostas e examinadas metodologias de projecto das máquinas de Ímanes Permanentes de Fluxo Axial (IPFA), orientado para os sistemas de conversão de energia eólica.

A tendência actual de evolução dos sistemas de conversão de energia eólica, de velocidade variável e com accionamento directo do gerador, configura uma aplicação na qual a máquina de ímanes permanentes na configuração axial apresenta vantagens relativamente às principais concorrentes de configurações radial e transversal nos micro e mini sistemas eólicos e concorrem com o gerador de indução em sistemas de potências mais elevadas.

A análise do modo de funcionamento da máquina de IPFA nos modos sinusoidal e quadrilateral assume particular importância no conceito actual dos produtos eléctricos integrados, em que aquela é desacoplada da rede. Embora o modo quadrilateral simplifique o controlo da máquina, demonstrou-se que a densidade de binário da máquina é superior se explorada no modo sinusoidal. Foram também analisadas as densidades de binário associadas às configurações axial e radial, tendo-se demonstrado que a densidade de binário da máquina de IPFA, na estrutura com um entreferro, é superior à da máquina homóloga de fluxo radial em projectos com um número de pares pólos superior a quatro, quadruplicando em projectos com um número de pares de pólos da ordem de vinte.

O projecto electromagnético da máquina de IPFA foi introduzido através de um dimensionamento preliminar básico, que estabelece as relações dimensionais principais, e foi, progressivamente, refinado através de metodologias analíticas baseadas numa rede de relutâncias variáveis e, com um maior detalhe, também através do Método dos Elementos Finitos (MEF). Posteriormente, o projecto electromagnético conjugou-se com o projecto térmico, resultando deste processo a

adequação das fontes de calor ao perfil térmico da máquina. Estabeleceu-se assim uma rotina de projecto integradora.

Como as principais perdas nas máquinas de IPFA, para aplicações de baixa velocidade, são as perdas Joule, o projecto térmico dita a densidade de corrente admissível na máquina. A metodologia de projecto, embora desenvolvida para a estrutura de duplo entreferro, rotor interno, é extrapolável para outras estruturas.

O recurso a ferramentas baseadas no MEF permite a análise e a simulação da máquina com uma precisão muito superior às metodologias analíticas, tendo a sua aplicação sido limitada a uma abordagem bidimensional. Esta análise não permite modelar fenómenos limítrofes nos raios interno e externo, bem como assimetrias que possam existir por variação do coeficiente polar ao longo do raio útil da máquina, de forma directa. A modelação destes aspectos de forma integrada exige uma modelação 3D, para a qual os tempos de preparação e de computação chegam a decuplicar relativamente à análise 2D, o que, na perspectiva de projecto aqui explorada, em que se interage com a geometria da máquina de forma global, não foi considerado razoável.

O projecto, quer analítico, quer com recurso ao MEF, foi conduzido numa abordagem quasi-tridimensional através da utilização de múltiplos planos computacionais na direcção radial da máquina, o que permite a inclusão de algumas variáveis impostas por essa dimensão, como a variação da largura dos dentes do estator e consequente avaliação do nível de saturação da indução magnética.

A influência da saturação do ferro do estator foi incluída na abordagem bidimensional do MEF para o cálculo das indutâncias, através da sua determinação considerando o nível de saturação do ferro imposto pelo sistema indutor pois a reacção do induzido destas máquinas é muito fraca. As abordagens analítica e com recurso ao MEF mostraram-se coerentes na previsão das indutâncias de magnetização mas, da confrontação dos resultados obtidos para as indutâncias síncronas, constata-se que as formulações empíricas utilizadas para o cálculo analítico da indutância de fugas não são eficientes.

Os aspectos da qualidade de binário são relevantes em projectos associados a sistemas de accionamento directo, dado que o sistema de transmissão não absorve flutuações de binário de forma similar às caixas de velocidades. Neste contexto, a contribuição do binário de ranhura foi analisado através do método do tensor de tensões de Maxwell, associado ao MEF, verificando-se que aquele, numa máquina projectada sem o recurso a técnicas de mitigação dos binários parasitas, atinge uma amplitude considerável.

O projecto assistido pelo MEF foi ainda utilizado para otimizar o volume de material magnético permanente em função do fluxo totalizado em vazio. O cálculo do fluxo totalizado em função da geometria dos ímanes permanentes, em vez da abordagem clássica baseada na geometria da bobina, permite avaliar a contribuição dos elementos de volume dos ímanes e, em consequência, propor coeficientes polares eficientes, através da eliminação de elementos de volume com uma contribuição menor para o fluxo totalizado. Para a geometria em análise, verificou-se que a utilização de um coeficiente polar da ordem de 0,6 maximiza a razão entre o fluxo totalizado e o volume de material magnético.

Por fim, foi apresentado um protótipo de baixa potência, 387 W, 600 min⁻¹, construído no sentido de providenciar um suporte ao desenvolvimento das metodologias de projecto. Embora a potência da máquina de ímanes permanentes de fluxo axial implementada seja reduzida, as decisões de projecto foram orientadas para os sistemas de conversão de energia eólica, com potências na gama de 1 a 5 kW. Do processo construtivo foi possível validar a exequibilidade da configuração axial e a agregação dos resultados experimentais electromecânicos e térmicos, que definem o regime nominal da máquina, corroboram as variáveis iniciais, definidas no anteprojecto do protótipo.

8.2. PROSECUÇÃO DO TRABALHO E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

Ao longo da realização deste trabalho, foram identificadas várias áreas de investigação futura, aqui sumariadas.

A utilização de enrolamentos concentrados fraccionários no modo de funcionamento sinusoidal da máquina de IPFA, incorporando nesta as vantagens inerentes àqueles enrolamentos, nomeadamente a potencial redução das perdas Joule, estabelece a principal linha de investigação futura. Concomitantemente, a investigação desse tipo de enrolamentos deve ser direccionada para a mitigação do binário de ranhura.

Na continuidade do trabalho desenvolvido na modelação térmica da máquina de IPFA, e no desenvolvimento de projectos ulteriores para aplicações a baixas velocidades, sugere-se a incorporação de sistemas de convecção forçada, de forma a aumentar a eficiência global do sistema. Um programa de experimentação orientado para o efeito contribuirá também para a validação de parâmetros e coeficientes do modelo térmico associado à configuração axial.

A extensão da simulação através do MEF à análise térmica da máquina será útil do ponto de vista da agregação termo-electromagnética, mas a sua implementação apresenta o mesmo grau de incerteza que a abordagem analítica na definição dos parâmetros térmicos associados às interfaces e à convecção. Todavia, a sua utilização pode ser útil na melhor definição de parâmetros locais, como, por exemplo, na transferência de calor através dos condutores de cobre alojados nas ranhuras, que podem, depois, ser incorporados numa rede de resistências térmicas mais detalhada.

A abordagem bidimensional da análise electromagnética através do MEF, útil numa fase de projecto em que se exige uma grande interacção com a geometria da máquina, deve ser complementada com uma modelação 3D, de forma a incorporar as assimetrias da máquina e os aspectos limítrofes associados aos enrolamentos não activos.

A construção de um novo protótipo que dê continuidade a este estudo deve, pois, ser precedida de uma análise tridimensional através de elementos finitos, permitindo uma validação prévia ou uma afinação das variáveis apuradas com as metodologias aqui propostas.

Finalmente, e na sequência do trabalho aqui desenvolvido para otimizar os coeficientes polares da máquina em função do fluxo totalizado em vazio, utilizando as ferramentas e metodologias

estabelecidas, deve também dar-se-lhe continuidade avaliando, agora, o efeito dos coeficientes polares na amplitude e conteúdo harmónico da fem induzida.

Com a contribuição dos elementos aqui identificados, é intenção que a continuação do trabalho culmine na implementação de um segundo protótipo, orientado para os micro sistemas de conversão de energia eólica, com uma potência de 1 kW a 300 min^{-1} .

ANEXO A
COEFICIENTE DE CARTER

ANEXO A

COEFICIENTE DE CARTER

O coeficiente de Carter permite simplificar a geometria do entreferro nos procedimentos analíticos, através da consideração do efeito das ranhuras do estator no valor da indução magnética no entreferro.

Na presença de um estator com ranhuras, a indução magnética é inferior sob a abertura da ranhura comparativamente à indução obtida na presença de um estator sem ranhuras, o que dificulta o cálculo analítico da indução magnética média no entreferro da máquina ao longo de um passo de ranhura.

Segundo o modelo de Carter, o comprimento do entreferro físico, g , é substituído pelo comprimento de um entreferro superior, g_c , de forma a contabilizar o decréscimo da indução magnética,

$$g_c = k_c g . \quad (\text{A.1})$$

O coeficiente de Carter, k_c , promove a substituição da indução magnética ao longo de um passo de ranhura por uma onda quadrada, a que corresponde o mesmo fluxo magnético, de forma a que a indução seja nula sob a abertura da ranhura equivalente, $w_{ro,eq}$, e se mantenha constante fora desta, ao longo do passo de ranhura (Figura A.1).

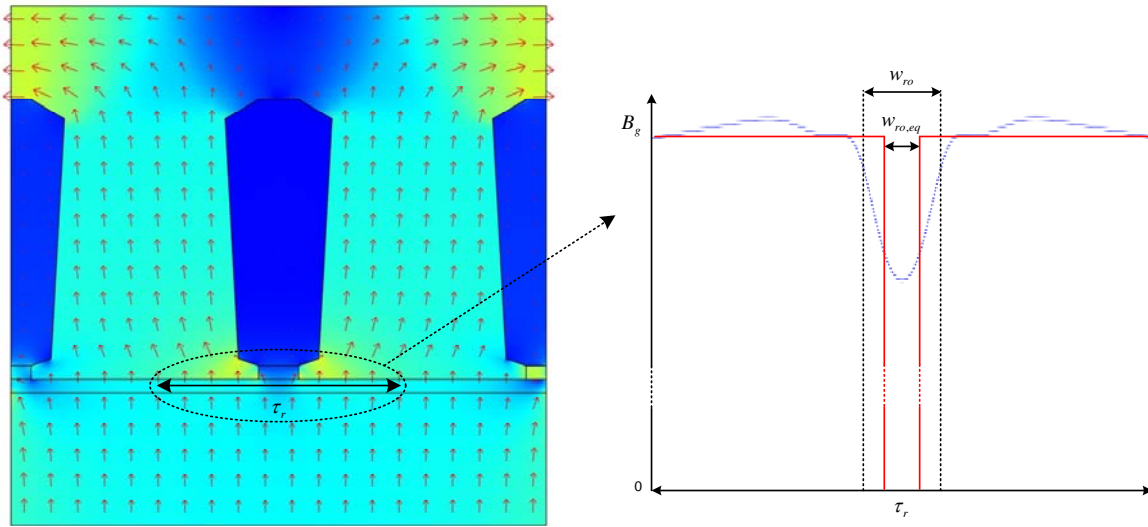


Figura A.1: Distribuição da indução magnética no entreferro ao longo de um passo de ranhura da máquina, para a largura da abertura da ranhura física, w_{ro} , e para a largura da abertura da ranhura equivalente, $w_{ro,eq}$.

A abertura da ranhura equivalente, sob a qual o fluxo é nulo, é (Pyrhönen, *et al.*, 2008)

$$w_{ro,eq} = \kappa w_{ro}, \quad (\text{A.2})$$

com

$$\kappa = \frac{2}{\pi} \left[\tan^{-1} \frac{w_{ro}}{2g} - \frac{2g}{w_{ro}} \ln \sqrt{1 + \left(\frac{w_{ro}}{2g} \right)^2} \right] \approx \frac{w_{ro}/g}{5 + w_{ro}/g}. \quad (\text{A.3})$$

O coeficiente de Carter é então

$$k_C = \frac{\tau_r}{\tau_r - w_{ro,eq}} = \frac{1}{1 - \kappa \frac{w_{ro}}{\tau_r}}. \quad (\text{A.4})$$

A evolução do coeficiente de Carter em função das razões entre a largura da ranhura e o comprimento do entreferro e entre a largura da ranhura e o passo de ranhura, w_{ro}/g e w_{ro}/τ_r respectivamente, propostas nas equações (A.3) e (A.4), é apresentada na Figura A.2.

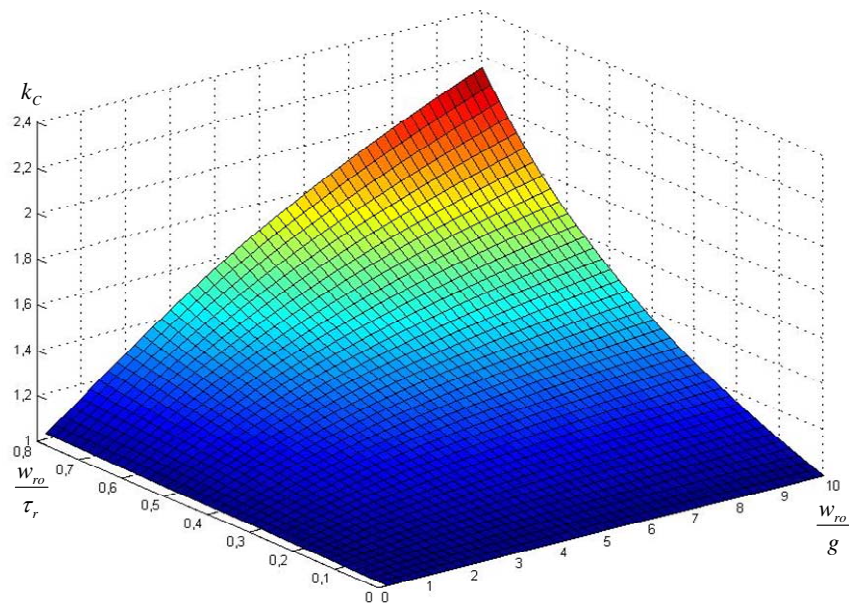


Figura A.2: Variação do coeficiente de Carter em função das razões entre a largura da ranhura e o comprimento do entreferro, w_{ro}/g , e entre a largura da ranhura e o passo de ranhura, w_{ro}/τ_r .

REFERÊNCIAS

Pyrhönen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcová, V.; 2008. Design of Rotating Electrical Machines. John Wiley & Sons. p. 512.

ANEXO B

FACTOR DE ENROLAMENTO DOS ENROLAMENTOS

IMBRICADOS

ANEXO B

FACTOR DE ENROLAMENTO DOS ENROLAMENTOS IMBRICADOS

A distribuição das bobinas de uma fase em várias ranhuras por pólo conduz a tensões induzidas em cada bobina, supostas sinusoidais, desfasadas do ângulo eléctrico correspondente ao passo da ranhura. Considerando um enrolamento com duas bobinas distribuídas por duas ranhuras sob cada pólo e ligadas em série, a soma fasorial das fem induzidas em cada uma delas conduz a um valor inferior à soma algébrica das amplitudes individuais de cada uma delas (Figura B.1). Esta atenuação na fem resultante é avaliada pela razão entre a soma fasorial e a soma algébrica das fem individuais, que é obviamente extensível à atenuação do conteúdo harmónico, definindo-se assim o factor de distribuição,

$$k_{dh} = \frac{\sin\left(h\frac{q\tau_r}{2}\right)}{q \sin\left(h\frac{\tau_r}{2}\right)}, \quad (\text{B.1})$$

sendo h a ordem do harmónico.

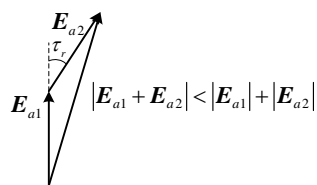


Figura B.1: Efeito da distribuição do enrolamento na fem induzida.

Para um enrolamento com 2 ranhuras por pólo e por fase, o passo da ranhura é $\pi/6$ radianos eléctricos o que conduz a valores do factor de distribuição para as várias componentes harmónicas apresentados na Tabela B.1, sendo evidente a vantagem da utilização deste tipo de enrolamento na redução da amplitude de algumas componentes harmónicas da fem, com uma redução pouco significativa da componente fundamental.

Tabela B.1: Factor de distribuição para um enrolamento com $q = 2$.

h	1	3	5	7	9	11	13	15
k_{dh}	0,9659	0,7071	0,2588	-0,2588	-0,7071	-0,9659	-0,9659	-0,7071

A utilização de um passo da bobina, τ_b , diferente do passo polar da máquina, introduz um desfasamento adicional na fem induzida, como se demonstra na Figura B.2. A atenuação da amplitude das componentes fundamental e harmónicas da fem, resultante da redução do passo da bobina, é

$$k_{ph} = \sin\left(h \frac{\tau_b}{2}\right). \quad (\text{B.2})$$

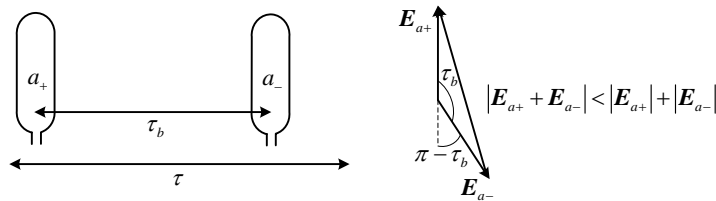


Figura B.2: Efeito do encurtamento do passo das bobinas na fem induzida.

A eliminação de um determinado harmónico é conseguida com uma selecção adequada do passo da bobina, de forma a que o factor de encurtamento do passo, k_{ph} , seja nulo. Como exemplo, a selecção de um passo da bobina $2/3$ do passo polar elimina os harmónicos múltiplos de 3 (Tabela B.2), mas, como consequência, a componente fundamental é também atenuada de 0,866, assim como todas as outras componentes harmónicas.

Tabela B.2: Factor de passo da bobina para um enrolamento com $\tau_b/\tau = 2/3$.

h	1	3	5	7	9	11	13	15
k_{ph}	0,866	0	-0,866	0,866	0	-0,866	0,866	0

Por fim, a utilização de ranhuras inclinadas de um ângulo inferior ou igual ao passo da ranhura relativamente ao eixo polar radial da máquina (Figura B.3) é extremamente útil na atenuação de binários parasitas devido à presença das ranhuras, mas no processo, contribui também para a

atenuação das componentes fundamental e harmónicas da fem, avaliada através do factor de inclinação,

$$k_s = \frac{2 \sin\left(\frac{\alpha_s}{2}\right)}{\alpha_s}, \quad (\text{B.3})$$

com $\alpha_s \leq \tau_r$.

Quando as diferentes técnicas estão simultaneamente presentes na construção das estruturas estáticas e na distribuição dos enrolamentos, os factores de distribuição, (B.1), de encurtamento do passo, (B.2), e de inclinação das ranhuras, (B.3), são contabilizados pelo factor de enrolamento, k_{wh} , que para as componentes fundamental¹ e harmónicas é

$$k_{wh} = k_{dh} k_{ph} k_s. \quad (\text{B.4})$$

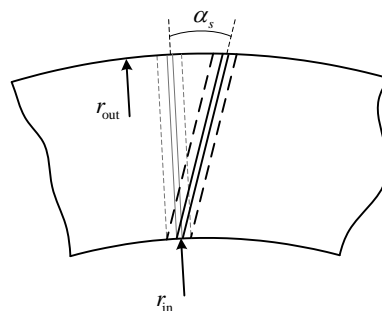


Figura B.3: Inclinação das ranhuras relativamente à direcção polar radial.

BIBLIOGRAFIA

Krishnan, R.; 2010. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. CRC Press.

Carvalho, C. C.; 1983. Máquinas Eléctricas II. FEUP. p. 239.

¹ A nomenclatura utilizada no texto omite a indicação da ordem $h=1$, para o factor de enrolamento correspondente à componente fundamental.

ANEXO C

PARÂMETROS E FORMULAÇÃO DOS COEFICIENTES

TÉRMICOS

ANEXO C

PARÂMETROS E FORMULAÇÃO DOS COEFICIENTES TÉRMICOS

As propriedades físicas e térmicas de alguns materiais utilizados em máquinas eléctricas e a formulação dos coeficientes de transferência de calor abaixo propostos, restringem-se à formulação necessária para o cálculo das resistências do modelo térmico da máquina de IPFA, proposto no Capítulo 5. As referências bibliográficas em uso contêm informação extensível à simulação térmica de outras configurações que envolvam coeficientes que não são aqui apresentados.

Tabela C.1: Propriedades físicas e térmicas de materiais seleccionados, relevantes em máquinas eléctricas. d massa volúmica; σ_{th} condutividade térmica; c_p capacidade específica de calor; μ viscosidade dinâmica; $\nu = \mu/d$ viscosidade cinemática; $\alpha = \sigma_{th}/dc_p$ difusividade térmica; ε_{th} emissividade; $Pr = c_p\mu/\sigma_{th}$ número de Prandtl (Incropera, *et al.*, 2007; Pyrhönen, *et al.*, 2008).

Material	d kg/m ³	σ_{th} W/(m.K)	c_p J/(kg.K)	$\mu \times 10^7$ Pa.s	$\nu \times 10^6$ m ² /s	$\alpha \times 10^6$ m ² /s	ε_{th} (300 K)	Pr
Ar	300 K	1,1614	0,0263	1007	184,6	15,89	22,5	0,707
	350 K	0,9950	0.0300	1009	208.2	20,92	29,9	0,700
	400 K	0,8711	0.0338	1014	230.1	26,41	38,3	0,690
Resina epoxi	1400	0,5					0,85	
Teflon		0,2					0,85	
Cobre	8950	394					0,025	
Alumínio	2700	237	903				0,04	
Ferro laminado de silício	7700						0,3	
Direcção da laminação		22-40						
Direcção normal à laminação		0,6						
NdFeB (revestido)	7600-7700	9	420				0,03	
Cola para fixação dos ímanes		0,34						

Tabela C.2: Comprimentos equivalentes de interfaces, l_{eq} , e coeficientes de transferência de calor por contacto, $h_{th,u}$, entre materiais em máquinas eléctricas (Pyrhönen, *et al.*, 2008).

Interface	l_{eq} mm	$h_{th,u}$ W/(m ² .K)
Ranhura - dente	0,1 - 0,3	80 - 250
Núcleo do estator - carcaça (alumínio)	0,03 - 0,04	650 - 870
Núcleo do estator - carcaça (ferro fundido)	0,05 - 0,08	350 - 550

Tabela C.3: Coeficientes médios de transferência de calor por convecção, $h_{th,v}$. Ra número de Rayleigh; g aceleração da gravidade (m/s²); β coeficiente térmico de expansão volumétrica (K⁻¹); T_f temperatura da película (K); T_s temperatura da superfície (K); T_∞ temperatura quiescente (K); Nu número de Nusselt médio; L comprimento característico (m); Re_D número de Reynolds na periferia do disco; Re número de Reynolds rotacional; ω_r velocidade angular de rotação (rad/s); r_{out} raio externo (m); G razão entre o comprimento do entreferro, g , e o raio externo; as designações das resistências térmicas correspondem às utilizadas em 5.7.2..

Resistência térmica		Número de Nusselt médio	$h_{th,v}$ W/(m ² .K)
Convecção natural numa superfície vertical, sujeita à restrição da superfície ser isotérmica (Incropera, <i>et al.</i> , 2007)			
R_{vfa}	$Ra = \frac{g\beta(T_s - T_\infty)L^3}{\alpha\nu}$ $T_f = \frac{1}{\beta} = \frac{T_s + T_\infty}{2}$ (K)	Fluxo laminar $10^4 \leq Ra \leq 10^9$	$Nu = 0,68 + \frac{0,670Ra^{1/4}}{\left[1 + (0,492 / Pr)^{9/16}\right]^{4/9}}$
		Fluxo turbulento $10^9 \leq Ra \leq 10^{13}$	$Nu = \left\{0,825 + \frac{0,387Ra^{1/6}}{\left[1 + (0,492 / Pr)^{9/16}\right]^{8/27}}\right\}^2$
			$\frac{\sigma_{th}}{L} Nu$
Convecção natural num cilindro rotativo, assumindo distribuição uniforme da temperatura no mesmo (Gieras, <i>et al.</i> , 2004)			
R_{vra}	$Re_D = \frac{\omega_r 4r_{out}^2}{\nu}$	$Nu = 0,133Re_D^{2/3} Pr^{1/3}$	$\frac{\sigma_{th}}{2r_{out}} Nu$
Convecção natural no sistema rotor - estator aberto; as restrições em G e Re implicam um regime laminar, em que os efeitos da viscosidade são preponderantes (Pellé, Harmand, 2007)			
R_{vgr} R_{vgm} R_{vig} (*)	$G = g/r_{out}$ $Re = \frac{\omega_r r_{out}^2}{\nu}$	$G < 0,05$ $Re < 1,82 \times 10^5$	$Nu = 71,5(1 + e^{-140G})Re^{0,022}$
			$\frac{\sigma_{th}}{r_{out}} Nu$
Convecção natural nos enrolamentos não activos (Boglietti, <i>et al.</i> , 2008; Staton, <i>et al.</i> , 2005); estimativa com elevado grau de imprecisão			
R_{voa} R_{vig}			41,4

(*) Embora não seja absolutamente verdade que o coeficiente de transferência de calor do estator para o entreferro seja igual ao do entreferro para o disco rotórico, em simulações térmicas pode-se assumir que são iguais (Gieras, *et al.*, 2004).

REFERÊNCIAS

Boglietti, A.; Cavagnino, A.; Staton, D.; 2008. Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 44, n.º 4 (July-August 2008). pp. 1150-1159.

Gieras, J. F.; Wang, R.-J.; Kamper, M. J.; 2004. *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. Kluwer Academic Publishers. p. 340.

Incropera, F. P., *et al.*; 2007. *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*, 6th Edition. John Wiley & Sons. p. 997.

Pellé, J.; Harmand, S.; 2007. Heat Transfer Measurements in an Opened Rotor-Stator System Air-Gap. *Experimental Thermal and Fluid Science*. Vol. 31, n.º 3 (January, 2007). pp. 165-180.

Pyrhönen, J.; Jokinen, T.; Hrabovcová, V.; 2008. *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons. p. 512.

Staton, D.; Boglietti, A.; Cavagnino, A.; 2005. Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis in Small and Medium Size Industrial Induction Motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vol. 20, n.º 3 (September, 2005). pp. 620-628.

ANEXO D
EQUAÇÕES DE MAXWELL

ANEXO D

EQUAÇÕES DE MAXWELL

A formulação do fenómeno electromagnético estabelecida por vários cientistas antes de Maxwell, tais como Ampère, Gauss, Faraday, Lenz, entre outros, possuía uma incompatibilidade que Maxwell resolveu, em 1862, ao introduzir um termo adicional à lei de Ampère, e que permitiu sintetizar a interacção entre matéria e o comportamento de campos electromagnéticos.

Para campos variáveis no tempo, as equações de Maxwell, na forma diferencial, são

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}, \quad (\text{D.1})$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad (\text{D.2})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho, \quad (\text{D.3})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0. \quad (\text{D.4})$$

As equações (D.1) e (D.2) são também referidas como a lei de Maxwell-Ampère e a lei de Faraday, respectivamente. As equações (D.3) e (D.4) são as duas formas da lei de Gauss, a forma eléctrica e magnética, respectivamente.

Outra relação fundamental, obtida de (D.1) e (D.3)¹, é a equação da continuidade eléctrica, que traduz o princípio da conservação da carga eléctrica, expressa por

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t}. \quad (\text{D.5})$$

Nas equações anteriores, \mathbf{H} é o vector campo magnético, \mathbf{J} é o vector densidade de corrente eléctrica, \mathbf{D} é o vector deslocamento eléctrico, \mathbf{E} é o vector campo eléctrico, \mathbf{B} é o vector

¹ $\nabla \cdot (\nabla \times \mathbf{H}) = \nabla \cdot \mathbf{J} + \nabla \cdot \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \Leftrightarrow \nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial}{\partial t} \nabla \cdot \mathbf{D} \Leftrightarrow \nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t}$

indução magnética, ρ é a densidade volúmica de carga eléctrica e ∇ é o operador diferencial que, em coordenadas cartesianas, é definido por $(\partial/\partial x, \partial/\partial y, \partial/\partial z)$.

Das equações (D.1) a (D.5), só três são independentes, pois as duas primeiras equações combinadas com uma das formas da lei de Gauss ou com a equação da continuidade eléctrica formam um sistema independente. As equações independentes adicionais são fornecidas pelas relações constitutivas, que especificam as propriedades macroscópicas do meio,

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}, \quad (\text{D.6})$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}) \text{ e} \quad (\text{D.7})$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}, \quad (\text{D.8})$$

em que ε_0 é a permissividade do vazio, μ_0 é a permeabilidade do vazio e σ a condutividade eléctrica. No sistema SI, a permeabilidade do vazio é $4\pi \times 10^{-7}$ H/m, que se relaciona com a permissividade através da velocidade electromagnética de uma onda no vazio, c_0 , através da relação $\varepsilon_0 = 1/(c_0^2 \mu_0) = 8,854 \times 10^{-12}$ F/m.

O vector polarização eléctrica, \mathbf{P} , representa o momento bipolar eléctrico induzido por unidade de volume. De forma similar, o vector magnetização, \mathbf{M} , representa o momento bipolar magnético induzido por unidade de volume. Para materiais lineares, a polarização e a magnetização são directamente proporcionais ao campo eléctrico e magnético, respectivamente, ou seja, $\mathbf{P} = \varepsilon_0 \chi_e \mathbf{E}$ e $\mathbf{M} = \chi_m \mathbf{H}$, onde χ_e é a susceptibilidade eléctrica e χ_m é a susceptibilidade magnética. A descrição destes fenómenos em termos de momentos bipolares induzidos é apenas rigorosa no caso de campos estáticos. A hipótese da estacionaridade implica uma separação completa dos efeitos eléctricos e magnéticos. Nestes pressupostos, as equações constitutivas (D.6) e (D.7) podem ser escritas na forma

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 (1 + \chi_e) \mathbf{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{E} = \varepsilon \mathbf{E}, \quad (\text{D.9})$$

$$\mathbf{B} = \mu_0(1 + \chi_m)\mathbf{H} = \mu_0\mu_r\mathbf{H} = \mu\mathbf{H}, \quad (\text{D.10})$$

sendo ε_r e μ_r a permitividade e a permeabilidade relativas do material, e ε e μ a permitividade e a permeabilidade absolutas do material, respectivamente.

Em materiais lineares, homogéneos e isotrópicos, a permitividade, a permeabilidade e a condutividade eléctrica são valores escalares únicos; para materiais não lineares, aqueles parâmetros são função dos campos eléctrico ou magnético, ou seja, $\varepsilon(E)$, $\mu(H)$ e $\sigma(E)$, e, para materiais não homogéneos e/ou anisotrópicos, os parâmetros têm que ser expressos sob a forma tensorial.

Na forma generalizada, as relações constitutivas assumem a forma

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E} + \mathbf{D}_r, \quad (\text{D.11})$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} + \mathbf{B}_r \text{ e} \quad (\text{D.12})$$

$$\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E} + \mathbf{J}^e, \quad (\text{D.13})$$

em que \mathbf{D}_r é o deslocamento eléctrico residual, ou seja, o deslocamento eléctrico quando não está presente um campo eléctrico, \mathbf{B}_r é a indução magnética remanente, a indução magnética na ausência de um campo magnético, e \mathbf{J}^e é a densidade de corrente externa.

D.1. FUNÇÕES POTENCIAL

As quatro equações de Maxwell de primeira ordem não independentes, (D.1) a (D.4), podem ser formuladas através de duas equações independentes de segunda ordem recorrendo a uma mudança de variáveis, para o vector potencial magnético, \mathbf{A} , e o potencial escalar eléctrico, V , definidos por

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \text{ e} \quad (\text{D.14})$$

$$\mathbf{E} = -\nabla V - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}. \quad (\text{D.15})$$

A equação (D.14) é uma consequência directa da lei de Gauss magnética¹ e a equação (D.15) resulta da lei de Faraday². Substituindo estas nas restantes equações de Maxwell, ou seja, na lei de Maxwell-Ampère e na lei de Gauss eléctrica, e recorrendo às relações constitutivas, obtém-se

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} - \nabla \left(\nabla \cdot \mathbf{A} + \mu\epsilon \frac{\partial V}{\partial t} \right) = -\mu \mathbf{J} \quad \text{e} \quad (\text{D.16})$$

$$\nabla^2 V + \frac{\partial (\nabla \cdot \mathbf{A})}{\partial t} = -\frac{\rho}{\epsilon}. \quad (\text{D.17})$$

De acordo com o teorema de Helmholtz, o vector potencial magnético é univocamente definido se forem especificados o seu rotacional e o seu divergente. O primeiro é definido por (D.14) e o segundo é imposto pela normalização de Lorentz (Plonus, 1986),

$$\nabla \cdot \mathbf{A} = -\mu\epsilon \frac{\partial V}{\partial t}. \quad (\text{D.18})$$

Substituindo a normalização de Lorentz nas equações (D.16) e (D.17), obtém-se as equações diferenciais de segunda ordem, que traduzem as equações de Maxwell, formuladas para os potenciais,

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J} \quad \text{e} \quad (\text{D.19})$$

$$\nabla^2 V + \mu\epsilon \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = -\frac{\rho}{\epsilon}. \quad (\text{D.20})$$

As soluções das equações anteriores são familiares, e dadas por

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}, t) = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{\mathbf{J}(\mathbf{r}', t - |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|/c)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv \quad \text{e} \quad (\text{D.21})$$

¹ O campo solenoidal \mathbf{B} pode ser expresso como o rotacional de um campo vectorial \mathbf{A} .

² O campo irrotacional $\mathbf{E} + \partial \mathbf{A} / \partial t$ pode ser expresso como o gradiente de uma função escalar V .

$$V(\mathbf{r}, t) = \frac{\mu}{4\pi\epsilon} \int_V \frac{\rho(\mathbf{r}', t - |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|/c)}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} dv, \quad (\text{D.22})$$

onde $\mathbf{A}(\mathbf{r}, t)$ e $V(\mathbf{r}, t)$ são os potenciais retardados e $c = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$ é a velocidade da onda electromagnética no meio em questão. Prova-se que $\mathbf{A}(\mathbf{r}, t)$ e $V(\mathbf{r}, t)$ satisfazem a normalização de Lorentz desde que \mathbf{J} e ρ satisfaçam a equação da continuidade eléctrica (Furlani, 2001).

A solução das equações de Maxwell pode então ser obtida pela resolução das equações (D.21) e (D.22), depois de definidas as fontes, \mathbf{J} e ρ . No conhecimento dos potenciais magnético e eléctrico, os campos vectoriais indução magnética e eléctrico são obtidos através de (D.14) e (D.15), respectivamente.

D.2. A APROXIMAÇÃO QUASI-ESTACIONÁRIA

Uma consequência das equações de Maxwell é que as variações no tempo dos campos eléctrico e magnético não estão sincronizadas com as variações no tempo das fontes (variações nas correntes ou cargas), reflectindo a velocidade de propagação finita das ondas electromagnéticas.

Se a frequência de variação das fontes for de tal modo baixa que a variação da densidade volúmica de carga no tempo é desprezável face à divergência do vector densidade de corrente eléctrica, considera-se que, para essa frequência, não existem correntes de deslocamento (Cheng, 1991); ignora-se a velocidade de propagação finita e assume-se que uma variação nos campos é sentida simultaneamente em toda a dimensão da geometria em análise.

Esta aproximação, denominada de aproximação quasi-estacionária, aplica-se a campos electromagnéticos cujo comprimento de onda, $\lambda = c_0/f$, seja elevado relativamente às dimensões das geometrias envolvidas. Admite-se que a aproximação quasi-estacionária é válida para problemas cuja razão entre a maior distância entre dois pontos da geometria e o comprimento de onda é menor ou igual a 0,1 (Furlani, 2001).

A aproximação quasi-estacionária implica, do ponto de vista matemático, que o termo $\partial \mathbf{D} / \partial t$ pode ser ignorado na lei de Maxwell-Ampère, com consequências na equação da continuidade eléctrica, ou seja,

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad \text{e} \quad (\text{D.23})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = 0. \quad (\text{D.24})$$

De forma análoga à apresentada anteriormente, as equações de Maxwell na formulação quasi-estacionária, podem ser reescritas em função dos potenciais \mathbf{A} e V , obtendo-se

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) = -\mu \mathbf{J} \quad \text{e} \quad (\text{D.25})$$

$$\nabla^2 V + \mu \varepsilon \frac{\partial(\nabla \cdot \mathbf{A})}{\partial t} = -\frac{\rho}{\varepsilon}. \quad (\text{D.26})$$

Impondo a normalização de Coulomb, $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$ (Plonus, 1986), obtém-se, finalmente

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad \text{e} \quad (\text{D.27})$$

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho}{\varepsilon}. \quad (\text{D.28})$$

D.3. A APROXIMAÇÃO ESTACIONÁRIA

As teorias electro e magnetostáticas, aparentemente restritivas, são aplicáveis a uma gama variável de fenómenos físicos, dos quais se destacam, no âmbito deste trabalho, as estruturas com ímanes permanentes, através da teoria magnetostática. Em sistemas estacionários, os termos das equações de Maxwell dependentes do tempo são desprezados, ou seja, considera-se que as variações temporais dos campos são suficientemente lentas para que se possam desprezar as contribuições das correntes de deslocamento e das correntes induzidas, ou seja

$$\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = 0. \quad (\text{D.29})$$

Nesta situação, as equações de Maxwell formam dois sistemas desacoplados, o sistema magnetostático e o sistema electrostático, caracterizados por,

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \end{cases} \quad \text{e} \quad \text{(D.30)}$$

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \end{cases} \quad \text{(D.31)}$$

respectivamente, que, juntamente com as equações constitutivas respectivas, podem ser resolvidas de forma independente para os campos magnético e eléctrico.

A formulação dos sistemas magnetostáticos e electrostáticos em função dos potenciais, conduz a expressões similares a (D.27) e (D.28), respectivamente, com a subjacente invariância no tempo das fontes.

REFERÊNCIAS

Cheng, D. K.; 1991. Field and Wave Electromagnetics, 2nd Edition. Addison-Wesley. p. 71.

Furlani, E. P.; 2001. Permanent Magnet and Electromechanical Devices. Academic Press. p. 518.

Plonus, M. A.; 1986. Applied Electromagnetics, 4th Edition. McGraw-Hill. p. 613.

