



Pedro José Ambrósio Lobato
Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Paradigmas Construtivos
da Máquina Elétrica de Relutância Comutada
Aplicação em Regime de Baixas Velocidades – Aproveitamentos de
Energias Renováveis

Dissertação para obtenção do Grau de Doutor em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Doutor Armando José Pinheiro Marques Pires,
Prof. Coordenador Principal, Escola Superior de
Tecnologia de Setúbal, Instituto Politécnico de
Setúbal

Co-orientador: Prof. Doutor João Francisco Alves Martins,
Prof. Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia,
Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Luís Manuel Camarinha de Matos
Arguentes: Prof. Doutor Paulo José da Costa Branco
Prof. Doutor Rui Manuel Esteves Araújo

Vogais: Prof. Doutor Joaquim António Fraga Gonçalves Dente
Prof. Doutor Luís Manuel Camarinha de Matos
Prof. Doutor Armando José Pinheiro Marques Pires
Prof. Doutor Mário Fernando da Silva Ventim Neves

Paradigmas Construtivos da Máquina Elétrica de Relutância Comutada
Aplicação em Regime de Baixas Velocidades – Aproveitamentos de Energias Renováveis

COPYRIGHT © Pedro José Ambrósio Lobato, FCT/UNL, UNL, 2015

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objetivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

A elaboração desta tese beneficiou do regime de isenção de propinas de doutoramento, no âmbito do Protocolo de Cooperação existente entre a Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa e o Instituto Politécnico de Setúbal.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Joaquim António Fraga Gonçalves Dente, pelo empenho e interesse demonstrado desde o início do trabalho, agradeço por ter generosamente compartilhado a experiência e vasto conhecimento que tem na área, fundamental para contornar dificuldades surgidas na prossecução da tese. A sua visão global, conduzindo a profícuas discussões e valiosas sugestões, em muito contribuiu para o carácter inovador imprimido neste trabalho.

Ao Prof. Dr. Armando José Pinheiro Marques Pires, orientador científico desta tese e com quem tenho o privilégio de trabalhar, pelo acompanhamento do trabalho e rigor das suas análises, com assertivos comentários e preciosas sugestões, foram determinantes para a consecução dos objetivos que me propus atingir. Pela sua amizade e confiança que em mim depositou muito lhe agradeço.

Ao Prof. Dr. João Francisco Alves Martins, co-orientador científico desta tese, pelo apoio e pelas sugestões, pelo incentivo à divulgação do trabalho e à participação em eventos científicos bem como pela amizade sempre demonstrada.

Ao Prof. Dr. Mário Ventim Neves, que presidiu à Comissão de Acompanhamento de Tese, pela solicitude e disponibilidade sempre manifestadas durante todo o processo inerente ao normal desenvolvimento do trabalho da dissertação.

Ao amigo e colega Prof. Dr. Silviano Rafael, pelas frutuosas discussões proporcionadas, apoio e disponibilidade sempre manifestada ao longo da realização deste trabalho.

Aos colegas da Escola Superior de Tecnologia, pela amizade e compreensão demonstradas.

Ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica da Escola Superior de Tecnologia e Instituto Politécnico de Setúbal, que me concederam apoio material e financeiro para participar em conferências para a realização do presente trabalho.

À Filomena, pela disponibilidade e profundo empenho, mais uma vez, na revisão do texto.

À minha família, com especial referência aos meus pais, por toda a amizade e todo carinho, pelo apoio que sempre demonstraram de forma incondicional. A eles dedico esta tese.

A todos aqueles que não mencionei e que no seu anonimato tiveram um papel importante para que conseguisse levar a bom porto esta tarefa. Bem hajam todos.

RESUMO

A máquina elétrica de relutância comutada (MERC) é, inerentemente, um conversor eletromecânico de velocidade variável, facilmente controlado através dos instantes de excitação e desexcitação do circuito magnético partilhado pelas fases. A sua robustez e simplicidade construtiva (só enrolamentos concentrados no estator), flexibilidade de controlo, bom rendimento numa gama alargada de velocidades, a sua fiabilidade e tolerância a defeitos fazem desta máquina uma opção válida para sistemas de conversão de energia caracterizados por baixas velocidades.

A tendência crescente de instalar turbinas eólicas em *offshore*, para além dos desafios económicos e tecnológicos que levanta, torna a fiabilidade e a tolerância a defeitos, requisitos de vital importância. Neste contexto, a potencial aplicação da MERC a geradores eólicos sem recurso a caixa de velocidades, já que esta penaliza o custo, o volume e a fiabilidade do sistema, serviu de motivação a este trabalho.

Nesta dissertação apresentam-se, numa perspetiva comparativa, diferentes paradigmas construtivos da MERC para o funcionamento gerador em regime de baixas velocidades, característico dos aproveitamentos de energias renováveis. Para o efeito, formularam-se leis de escala apropriadas a análises dimensionais de topologias diferenciadas pelas características dos circuitos elétrico e magnético e do seu posicionamento relativo. Estes modelos de escala permitiram introduzir constrangimentos físicos e dos materiais que condicionam o projeto da máquina, como a saturação magnética e limites de temperatura.

Das análises dimensionais e validação com elementos finitos, elegeu-se uma estrutura magnética modular com caminhos de fluxo curtos que foi comparada com um protótipo de MERC regular, previsto para equipar um gerador eólico. Quando comparadas as duas topologias, assumindo dimensões idênticas, a modular apresentou um significativo ganho de potência específica mantendo bons níveis de rendimento.

Pretende-se assim alargar a discussão do projeto das MERC, geralmente confinado a topologias regulares, a um contexto mais abrangente que inclua novos paradigmas construtivos.

Palavras-chave: Conversores de Energia de Baixas Velocidades, Máquina Elétrica de Relutância Comutada, Modelos de Escala, Leis de Semelhança, Caminhos de Fluxo Curtos.

ABSTRACT

The Switched Reluctance Machine (SR-Machine) is an inherently variable speed machine that can be easily controlled and matched to its load by varying the instants of energising and de-energising the stator phases. Add to this, robustness and simple structure (only concentrated coils in the stator), a flexible control system, good efficiency in a wide range of speeds, the recognized reliability and fault tolerance ability, make this machine by itself ideally suited and a valid alternative for low speed energy converters.

The growing trend of installing wind turbines offshore, besides the economic and technological challenges it raises, makes the reliability and fault tolerance, requirements of vital importance. The potential application of the SR-Machine in direct-drive wind turbines without gearboxes, as these penalize the cost, volume, and system reliability, was the main motivation to start this research work.

In this thesis are presented, in a comparative perspective, different constructive topologies of the SR-Machine for low speed operation, characteristic of renewable energy sources. To this end, scaling laws appropriate to dimensional analysis of constructive topologies differentiated by the characteristics of the electric and magnetic circuits and their relative location were formulated. These scale models make it possible to take into account the existing physical and materials constraints, such as magnetic saturation and temperature limits, which condition the machine design.

From the dimensional comparisons and validation with finite elements analysis, it was elected a modular magnetic structure with short flow paths which was compared with a regular prototype SR-Machine designed for a direct-drive wind turbine. Compared to the prototype, for similar size, the modular topology shows a significant gain in specific power while maintaining good performance levels.

Ultimately, this work aims to expand the discussion on this machine design, usually confined to regular topologies, in a broader context that includes new construction paradigms.

Keywords: Low Speed Energy Converters, Switched Reluctance Machine, Scale Models, Laws of Similarity, Short flux paths.

ÍNDICE DE MATÉRIAS

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	1
1.1 – ENQUADRAMENTO	3
1.2 – OBJETIVOS.....	7
1.2.1 – Objetivo geral.....	7
1.2.2 – Objetivos específicos.....	7
1.3 – ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	9
1.3.1 – Organização geral.....	9
1.3.2 – Convenções	10
CAPÍTULO 2 – PRINCÍPIOS DE CONVERSÃO DE ENERGIA E DE FUNCIONAMENTO DA MÁQUINA ELÉTRICA DE RELUTÂNCIA COMUTADA EM REGIME GERADOR	11
2.1 – INTRODUÇÃO.....	13
2.1.1 – Breve perspectiva histórica	13
2.1.2 – Pontos de referência no percurso evolutivo da MERC.....	15
2.1.3 – Limitações inerentes ao regime de baixas velocidades	16
2.2 – ASPETOS DO FUNCIONAMENTO DO GERC	18
2.2.1 – Regime Gerador da Máquina de Relutância Comutada	18
2.2.1.1 – Caraterística de fluxo ligado e perfil de indutâncias	18
2.2.1.2 – Conversor eletrónico de potência.....	21
2.2.1.3 – Regimes dinâmicos do GERC.....	22
2.3 – ASPETOS CONSTRUTIVOS DO GERC	27
2.3.1 – Introdução	27
2.3.2 – Critérios para atenuação do <i>ripple</i> de binário.....	27
2.4 – CONCLUSÕES	33
CAPÍTULO 3 – ANÁLISE DIMENSIONAL DE TOPOLOGIAS CONSTRUTIVAS DA MERC COM MODELOS DE ESCALA	35
3.1 – INTRODUÇÃO.....	37
3.2 – LEIS DE SEMELHANÇA – ANÁLISE COMPARATIVA DE TOPOLOGIAS MERC POR CRITÉRIOS DE ESCALA.....	39
3.2.1 – Considerações sobre baixas velocidades à luz das leis de escala.	39
3.2.2 – Avaliação de um conversor constituído por várias unidades de MERC em série	41
3.2.3 – Peso da MERC	43
3.2.4 – Perdas e rendimento	45
3.2.4.1 – Nota sobre perdas no ferro	48
3.2.5 – Constrangimentos da elevação da temperatura	50
3.2.6 – Escalas diferenciadas para o cobre e para o ferro.....	56
3.2.7 – Variante do conversor modular com rotores não alinhados	59

3.3 – TOPOLOGIAS COM PERCURSOS CURTOS PARA O FLUXO	61
3.3.1 – Conversor modular de caminhos de fluxos curtos (CFC) com rotores alinhados	66
3.3.2 – Conversor modular CFC com enrolamentos especiais	70
3.3.3 – Aspectos construtivos e de funcionamento dos conversores de CFC	74
3.4 – CONCLUSÕES	76
CAPÍTULO 4 – ANÁLISE DA TOPOLOGIA MODULAR BASEADA EM MODELOS DE CAMPO	77
4.1 – INTRODUÇÃO.....	79
4.2 – MODELO DE CAMPO	80
4.3 – COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DAS TOPOLOGIAS	85
4.4 – VALIDAÇÃO DAS HIPÓTESES POR ELEMENTOS FINITOS.....	90
4.5 – CONCLUSÕES	98
CAPÍTULO 5 – SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO DE MODELOS.....	99
5.1 – INTRODUÇÃO.....	101
5.2 – MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS DA MERC.....	103
5.2.1 – Aproximação do efeito da saturação	106
5.3 – TOPOLOGIA DE REFERÊNCIA – MERC 12/16	108
5.3.1 – Regimes de funcionamento em carga	108
5.3.2 – Algumas considerações sobre perdas no ferro e no cobre	116
5.4 – CONCLUSÕES.....	120
CAPÍTULO 6 – CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	123
6.1 – CONCLUSÕES GERAIS	125
6.2 – CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS.....	127
6.3 – PERSPETIVAS DE DESENVOLVIMENTO	128
BIBLIOGRAFIA	129

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 – Perfil de indutâncias estilizado e forma de onda de corrente em regime gerador	18
Figura 2.2 – Característica de fluxo ligado obtida por modelos de elementos finitos	19
Figura 2.3 – Perfil de indutâncias e efeito da saturação	19
Figura 2.4 – Circuito equivalente para um passo polar referente à posição de alinhamento.....	20
Figura 2.5 – Distribuição do campo ($\theta = 16^\circ$) numa MERC 8/6, utilizando o <i>FEMM</i>	21
Figura 2.6 – Topologia <i>standard</i> do conversor com dois transístores por fase para GERC 8/6	22
Figura 2.7 – Evolução do fluxo ligado, corrente e binário de uma fase considerando o perfil de indutâncias estilizado e controlo histerético de corrente de uma MERC 8/6 - regime gerador e motor	24
Figura 2.8 – Forma de onda da corrente estilizada.....	25
Figura 2.9 – Ciclo de conversão de energia.....	25
Figura 2.10 – Exemplo de uma MERC 8/6 regular (4 fases).	27
Figura 2.11 – Zona de binário disponível, numa MERC 8/6, com perfis de indutância e formas de onda de corrente estilizadas.....	28
Figura 2.12 – Zona de binário disponível numa MERC 6/4.....	29
Figura 2.13 – Zona de binário disponível numa MERC com três fases de configuração 12/8, afim da 6/4 (multiplicidade 2).....	29
Figura 2.14 – Zona de binário disponível numa MERC 12/10 (seis fases).....	30
Figura 3.1 – Perfil de indutâncias estilizado e formas de onda de fluxo ligado, tensão e corrente de fase em regime gerador	40
Figura 3.2 – Conversor com n unidades de MERC em série.....	41
Figura 3.3 – Valores normalizados do peso, com densidade constante de fluxo ou de corrente para diferente número de módulos	44
Figura 3.4 – Valores normalizados das perdas de Joule para conversores com MERC modulares à escala	45
Figura 3.5 – Variação do “rendimento” do conjunto de unidades MERC à escala para diferentes frações de perdas de Joule	46
Figura 3.6 – Valores normalizados das perdas relativas de Joule para conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante	47
Figura 3.7 – Valores normalizados das perdas no ferro (por correntes parasitas, P_F , e por histerese, P_h , com idêntico comportamento) para conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante.....	50
Figura 3.8 – Variação relativa da temperatura em conversores à escala e em conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante.....	52
Figura 3.9 – Efeito da temperatura sobre o peso dos conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante.....	53

Figura 3.10 – Efeito da variação da temperatura sobre as perdas de Joule dos conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante.....	54
Figura 3.11 – Efeito da variação de temperatura sobre a densidade de corrente dos módulos à escala, com densidade de fluxo constante.....	55
Figura 3.12 – Efeito da variação da temperatura sobre as perdas no ferro dos conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante.....	56
Figura 3.13 – Pesos relativos do cobre e do ferro para o conversor modular à escala com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo	57
Figura 3.14 – Perdas no cobre do conversor modular com escalas diferenciadas e elevação de temperatura e densidade de fluxo constantes	58
Figura 3.15 – Perdas relativas no cobre do conversor modular com escalas diferenciadas e elevação de temperatura e densidade de fluxo constantes	58
Figura 3.16 – Valores normalizados e relativos das perdas no ferro para o conversor modular à escala, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo.....	59
Figura 3.17 – Percursos do fluxo numa MERC (m = 4) com caminhos curtos e numa MERC clássica	61
Figura 3.18 – Perdas e pesos relativos do cobre e do ferro na MERC de caminhos curtos, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo, relativamente à MERC 8/6	64
Figura 3.19 – Pesos relativos do cobre e do ferro na MERC de caminhos curtos, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo, relativamente à MERC 8/6.....	65
Figura 3.20 – Perdas no cobre e no ferro na MERC de caminhos curtos, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo, relativamente à MERC 8/6	65
Figura 3.21 – Perdas relativas do cobre e do ferro na MERC de caminhos curtos, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo, relativamente à MERC 8/6.....	66
Figura 3.22 – Pesos relativos do cobre e do ferro na MERC modular CFC, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo	67
Figura 3.23 – Perdas no cobre e no ferro na MERC modular CFC, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo	68
Figura 3.24 – Peso do cobre do conversor modular CFC, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo e escalas diferenciadas para o ferro	69
Figura 3.25 – Perdas no cobre do conversor modular CFC, com elevação de temperatura constante, idêntica densidade de fluxo e escalas diferenciadas para o ferro	70
Figura 3.26 – Perdas relativas no cobre do conversor modular CFC, com elevação de temperatura constante, idêntica densidade de fluxo e escalas diferenciadas para o ferro	70
Figura 3.27 – Vista esquemática de uma espira do enrolamento comum (a traço descontínuo) de uma MERC modular com 4 unidades, com partilha de cobre.....	71

Figura 3.28 – Pesos relativos do cobre e do ferro na MERC modular de caminhos curtos com enrolamentos especiais, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo.....	73
Figura 3.29 – Perdas no cobre e no ferro na MERC modular de caminhos curtos com enrolamentos especiais, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo.....	73
Figura 3.30 – Perdas relativas no cobre e no ferro na MERC modular de caminhos curtos com enrolamentos especiais, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo.....	74
Figura 3.31 – Topologia modular com oito enrolamentos no estator e com um rotor	75
Figura 3.32 – Desenho da máquina com suporte evolutivo axial preparada para associar mais rotores.....	75
Figura 3.33 – Excitação de uma fase da máquina vista nos quatro rotores solidários com o veio (vista projetada).....	75
Figura 4.1 – Vista esquemática de parte (dois polos) de um conversor de relutância.....	80
Figura 4.2 – Perfis da coenergia magnética e do binário eletromagnético, para os regimes de funcionamento motor e gerador	83
Figura 4.3 – MERC modular 16/14.....	85
Figura 4.4 – MERC clássica 12/16 (desenho adotado do protótipo de Mueller).....	85
Figura 4.5 – Método de rescalamento utilizado na comparação dos conversores.....	87
Figura 4.6 – Distribuição do campo de indução magnética resultante de uma fase excitada com o rotor na posição não alinhada, mostrando linhas de fluxo	90
Figura 4.7 – Rotor na posição alinhada.....	91
Figura 4.8 – Rotor numa posição intermédia	91
Figura 4.9 – Fluxo ligado e binário da MERC modular, não considerando a saturação magnética.....	92
Figura 4.10 – Efeito da saturação nas características magnética e de binário da MERC modular	93
Figura 4.11 – Efeito da variação da intensidade de corrente nas características magnética e de binário da MERC modular	94
Figura 4.12 – Efeito do material do separador entre módulos sobre as características magnética e de binário da MERC modular	95
Figura 4.13 – Fluxo de fugas normalizado (com base no fluxo por espira) através da superfície de contacto do separador e de um módulo	96
Figura 4.14 – Fluxo ligado da fase 2 devido à fase 1 (excitada)	97
Figura 5.1 – Perfil da coenergia magnética, por fase, na MERC modular	104
Figura 5.2 – Características de fluxo ligado da MERC modular	105
Figura 5.3 – Representações tri e bidimensional do perfil do binário eletromagnético na MERC modular	105
Figura 5.4 – Perfil de indutâncias associado à fase j	106

Figura 5.5 – Estator do protótipo de 20KW da MERC 12/16 de referência (Mueller, 2005)	108
Figura 5.6 – Caraterísticas de fluxo ligado da MERC 12/16 de referência.....	109
Figura 5.7 – Esquema de blocos da parte elétrica do modelo da MERC 12/16 para simular a corrente.....	110
Figura 5.8 – Corrente numa fase da MERC 12/16, em duas situações de carga	111
Figura 5.9 – Tensão imposta na fase, por modo de impulso único, nas duas situações de carga.....	111
Figura 5.10 – Perfil da coenergia magnética da MERC 12/16.....	112
Figura 5.11 – Representação tri e bidimensional do binário eletromagnético na MERC 12/16, em função de posição e da corrente	113
Figura 5.12 – Representação das trajetórias (ramo ascendente e descendente) do fluxo ligado, em função da corrente para duas situações de carga	113
Figura 5.13 – Representação da corrente na fase para a situação de meia carga.....	114

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2.I – Classificação das máquinas segundo critérios de qualidade de binário	32
Tabela 4.I – Comparação do binário e potência calculada a meia carga	86
Tabela 4.II – Parâmetros das máquinas comparadas	86
Tabela 5.I – Comparação segundo Mueller das topologias em termos de desempenho	108
Tabela 5.II – Valores de binário e corrente na fase para a MERC 12/16	115
Tabela 5.III – Previsão das perdas no cobre e respetivo rendimento - MERC 12/16.....	118

LISTA DE SÍMBOLOS

A	- Área da secção transversal do circuito magnético
A_e	- Área equivalente da superfície de arrefecimento
A_τ	- Área encerrada num ciclo de conversão de energia
B	- Campo de indução magnética
B_m	- Campo de indução magnética num módulo da topologia modular
B_M	- Valor máximo da harmónica fundamental da indução magnética
\mathbf{B}	- Vector campo de indução magnética
C	- Condensador; capacidade
ds	- Elemento de linha
dS	- Elemento de superfície
dV	- Elemento de volume
D_A	- Díodo inferior do conversor eletrónico
D_1	- Díodo superior do conversor eletrónico
e	- Espessura de uma das chapa empilhadas que constituem a estrutura magnética
e_v	- força eletromotriz da velocidade
E	- Campo elétrico
\mathbf{E}	- Vector campo elétrico
f_i	- Frequência do fluxo no troço i
f_{Rp}	- Frequência associada ao fluxo nos polos do rotor
f_S	- Frequência de comutação de fase

f_{Sn}	- Frequência associada ao núcleo do estator
f_{Sp}	- Frequência associada ao fluxo nos polos do estator
h	- Comprimento axial do circuito magnético do conversor de relutância
h_e	- Coeficiente de condução equivalente para todas as trocas de calor
H	- Campo magnético
\mathbf{H}	- Vector campo magnético
i	- Corrente instantânea numa fase da máquina
i_j	- Corrente instantânea numa fase de índice j
I	- Valores discretos (níveis) da corrente numa fase da máquina
I_{ef}	- Valor eficaz da corrente numa fase da máquina
I_{MC}	- Corrente numa fase da máquina a meia carga
I_{red}	- Corrente numa fase da máquina a $3/4$ de meia carga
I_p	- Valor de pico da corrente numa fase da máquina
I_{PC}	- Corrente numa fase da máquina a plena carga
I_σ	- Corrente ligada com o caminho fechado σ
J	- Densidade de corrente
\mathbf{J}	- Vector densidade de corrente elétrica
J	- Momento de inércia
J_m	- Densidade de corrente elétrica associada aos circuitos do módulo
k	- Índice da harmónica de ordem k
l	- Dimensão linear característica (genérica)
l_{CuL}	- Dimensão linear característica associada ao comprimento do cobre

l_{CuS}	- Dimensão linear característica à secção transversal do cobre
l_F	- Dimensão linear característica do ferro
l_{Ffc}	- Dimensão linear característica do ferro na MERC de caminhos de fluxo curtos
l_{FL}	- Dimensão linear característica associada à circulação do campo magnético no ferro
l_{FS}	- Dimensão linear característica associada à secção transversal do ferro
l_{Cu}	- Dimensão linear característica do cobre
l_m	- Dimensão linear característica de um módulo do conversor multimodelar
l_R	- Comprimento do polo do rotor
l_{R-n}	- Comprimento do caminho do fluxo no núcleo do rotor
l_S	- Comprimento do polo do estator
l_{S-n}	- Comprimento do caminho do fluxo no núcleo do estator
L	- Indutância associada a uma fase da máquina
L_a	- Indutância máxima (polos alinhados)
L_j	- indutância de uma fase de índice j
L_{na}	- Indutância mínima (polos não alinhados)
m	- Número de fases
M	- Peso (genérico)
M_F	- Peso do ferro
M_F^*	- Peso do ferro da máquina após rescalamento
M_{Ffc}	- Peso do ferro da MERC de caminhos de fluxo curtos
M_{FmT}	- Peso do ferro do conjunto de módulos
M_{Cu}	- Peso do cobre

M_{Cu}^*	- Peso do cobre da máquina após rescalamento
$M_{Cu_{fc}}$	- Peso do cobre da MERC de caminhos de fluxo curtos
$M_{Cu_{mT}}$	- Peso do cobre do conjunto de módulos
M_{mT}	- Peso do conjunto de módulos
\mathbf{n}	- Normal associada a uma superfície que indica o sentido de referência
n	- Número de módulos do conversor multi-máquina
N	- Número de espiras
N_R	- Número de polos do rotor
N_S	- Número de polos do estator
p	- Número de pares de polos associados a uma fase
P	- Potência nominal da máquina monobloco
P_{esp}	- Potência específica
P_{Cu}	- Potência de perdas no cobre
$P_{Cu_{fc}}$	- Potência de perdas no cobre da MERC de caminhos de fluxo curtos
$P_{Cu_{mT}}$	- Potência de perdas no cobre do conjunto de módulos
P_F	- Potência de perdas no ferro
$P_{F_{fc}}$	- Potência de perdas no ferro da MERC de caminhos de fluxo curtos
P_{F_i}	- Potência de perdas no ferro por correntes de Foucault no trecho magnético i
P_{F_m}	- Potência de perdas no ferro por correntes de Foucault de um módulo
$P_{F_{mT}}$	- Potência de perdas no ferro por correntes de Foucault do conjunto de módulos
P_{Fr}	- Potência relativa de perdas no ferro
P_H	- Potência de perdas por histerese

P_{Hi}	- Potência de perdas por histerese no troço magnético i
P_{HmT}	- Perdas por histerese no conjunto de módulos
P_J	- Potência dissipada por efeito de Joule
P_J^*	- Potência dissipada por efeito de Joule após rescalamento
P_{Jm}	- Potência dissipada por efeito de Joule de um módulo
P_{JmT}	- Potência dissipada por efeito de Joule do total dos módulos
P_{Jr}	- Potência relativa de perdas por efeito de Joule
P_{Jr}^*	- Potência relativa de perdas por efeito de Joule após rescalamento
P_m	- Potência nominal de um módulo
P_N	- Potência nominal da MERC
P_N^*	- Potência nominal após rescalamento
P_{Nfc}	- Potência nominal da MERC de caminhos de fluxo curtos
p_r	- Potência relativa de perdas
\hat{p}_J	- Densidade de potência dissipada por efeito de Joule
Q_A	- Transistor superior do conversor eletrônico
Q_1	- Transistor inferior do conversor eletrônico
r	- Resistência elétrica de uma chapa do rotor
R	- Resistência de uma fase da MERC
R_1, R_2	- Raio interior e exterior do rotor, respetivamente
R_e	- Raio de uma espira do enrolamento comum do conversor com enrolamentos especiais
R_g	- Raio do entreferro
R_R	- Raio do rotor (topo do pólo)

S	- Superfície de uma espira associada ao fluxo ligado com um circuito de fase da MERC
S'	- Secção transversal de um condutor
S_σ	- Superfície apoiada no caminho fechado σ
t	- Variável tempo
t_S	- Período de comutação por fase
T	- Máximo absoluto do binário eletromagnético
T_e	- Binário eletromagnético da MERC
$\langle T_e \rangle$	- Valor médio do binário eletromagnético da MERC
T_{e1}	- Binário eletromagnético relativo a uma fase
T_j	- Binário eletromagnético relativo à fase de índice j
T_m	- Binário mecânico exterior
u	- Tensão numa fase da máquina
U	- Valor máximo da harmónica fundamental da tensão numa fase da máquina
V_S	- Tensão máxima aplicada à fase
V_C	- Tensão no condensador
V_δ	- Volume do entreferro
W	- Energia encerrada num ciclo de conversão (passo polar)
W_e	- Energia eléctrica trocada com o conversor
W_m	- Energia magnética associada ao campo
$W_{m_{max}}$	- Valor máximo da energia magnética associada ao campo
W_m^C	- Coenergia magnética
W_{mec}	- Energia mecânica

α	- Coordenada absoluta do referencial inercial (fixo)
β_R	- Arco polar do rotor
β_S	- Arco polar do estator
δ	- Comprimento genérico do entreferro
δ_1	- Comprimento do entreferro menor (polos alinhados)
δ_2	- Comprimento do entreferro maior (polos não alinhados)
δ_m	- Ângulo de margem relativo à zona de binário disponível
$\Delta\vartheta$	- Variação de temperatura
$\Delta\vartheta_{T_m}$	- Variação de temperatura do conjunto de módulos
ΔW_e	- Variação da energia elétrica numa fase
ΔW_m	- Variação da energia armazenada no campo magnético
ΔW_{mec}	- Variação da energia mecânica trocada através do veio
ε	- Ângulo de desfasamento entre curvas de indutâncias de fases contíguas
η	- Rendimento da MERC
η_{m_T}	- Rendimento do conjunto de módulos do conversor multimodular
θ	- Posição angular do rotor
θ_{on}	- Posição angular do rotor correspondente ao início do período de condução numa fase
θ_e	- Posição angular do rotor correspondente à extinção da corrente numa fase
θ_{off}	- Posição angular do rotor correspondente ao fim do período de condução numa fase
μ	- Permeabilidade magnética de um meio
μ_0	- Permeabilidade magnética do ar
μ_r	- Permeabilidade magnética relativa de um material

ρ	- Densidade de carga eléctrica em volume
σ	- Caminho fechado sobre o circuito magnético
σ_c	- Condutividade do material condutor
τ_R	- Passo polar
ϕ	- Fluxo magnético por espira
ψ	- Função para o fluxo magnético ligado com circuito de uma fase da MERC
ψ_a	- Fluxo ligado (ramo ascendente da caraterística)
ψ_d	- Fluxo ligado (ramo descendente da caraterística)
Ψ	- Fluxo magnético de ligação relativo a uma fase da MERC
Ψ_j	- Fluxo magnético de ligação relativo a uma fase de índice j
ω	- Velocidade angular do rotor
ω_f	- Frequência angular do fluxo nos polos do estator

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E ACRÓNIMOS

<i>CFC</i>	– Caminhos de fluxo curtos
<i>DC</i>	– Corrente contínua
<i>FEMM</i>	– Programa de análise de elementos finitos
<i>Fem</i>	– Força eletromotriz
<i>Fmm</i>	– Força magnetomotriz
<i>GERC</i>	– Gerador Elétrico de Relutância Comutada
<i>IGBT</i>	– Transistor bipolar de porta isolada
<i>MERC</i>	– Máquina Elétrica de Relutância Comutada
M_j	– Unidade de MERC (de índice j) do conversor série
M_{MOD}	– Máquina modular
M_{REF}	– Máquina padrão ou de referência
M^*_{MOD}	– Máquina modular após operação de rescalamento
<i>MOSFET</i>	– Transistor de efeito de campo de porta isolada
<i>PWM</i>	– Modulação de largura de impulso
<i>SRM</i>	– Motor Elétrico de Relutância Comutada

Capítulo 1

Introdução

Resumo: Na primeira parte deste capítulo, é apresentada uma descrição sucinta do presente trabalho, realçando-se o domínio de investigação em que este se enquadra. Numa segunda parte, são definidos os objetivos do trabalho e, por fim, é apresentada a organização proposta para a dissertação, nomeadamente, a estrutura e convenções utilizadas.

1.1 ENQUADRAMENTO

A produção de energia elétrica a partir de fontes de energias renováveis tem hoje um papel preponderante no progresso civilizacional das nações. Esta importância decorre, em grande parte, de fatores conjunturais de instabilidade política e económica, a que se aliam obrigações legais internacionais e a responsabilidade moral de preservar o ambiente, assumindo-o como um legado às gerações vindouras. Neste contexto, a engenharia eletrotécnica, designadamente, na sua vertente de projeto e de uma forma interdisciplinar, tem contribuído decisivamente para o desenvolvimento e investigação de potenciais soluções tecnológicas que satisfaçam as exigências inerentes à produção mais limpa da energia elétrica. Estes são argumentos por si só suficientes para um investimento crescente nesta área e com retorno garantido, podendo este ser aferido facilmente pela melhoria efetiva das condições para habitar o nosso planeta, refletindo-se na qualidade de vida do Homem no presente e no futuro.

As fontes energéticas como o vento, a água e a lenha eram, no início do segundo milénio, predominantes na produção de calor e de força motriz. Posteriormente, acompanhando a industrialização dos países, essas fontes tradicionais foram perdendo peso face às novas fontes provenientes de combustíveis fósseis – carvão, petróleo, gás - e ao nuclear. O ressurgimento das energias renováveis dá-se a partir dos choques petrolíferos da década de 70 do século XX resultante, por um lado, da necessidade de assegurar a diversidade e a segurança no fornecimento de energia e, por outro, da obrigação de proteger o ambiente, cuja degradação é agravada pelo uso de combustíveis fósseis.

Paralelamente a este interesse renovado, foi criado, pela União Europeia, um enquadramento legal e traçados objetivos para um desenvolvimento sustentado das energias renováveis. O Parlamento Europeu começou por aprovar a Diretiva 2001/77/CE de 27 de setembro de 2001 (conhecida como Diretiva das Renováveis), que diferencia e promove a eletricidade produzida a partir de fontes renováveis de energia no mercado interno da eletricidade, baseada numa proposta da Comissão. Ao abrigo desta Diretiva, criaram-se condições que facilitaram o aumento significativo, a médio prazo, da eletricidade produzida a partir de fontes renováveis de energia na União Europeia. A Diretiva “constitui uma parte substancial do pacote de medidas necessárias ao cumprimento do Protocolo de Quioto e à Convenção Quadro das Nações Unidas relativa às alterações climáticas”. A título de curiosidade, para Portugal, ainda no âmbito da Diretiva, foi indicado o valor de 39% (incluindo a grande hídrica) como meta a alcançar em 2010 para o consumo de eletricidade produzida a partir de

fontes renováveis de energia em percentagem do consumo bruto total de eletricidade¹. Já em 2010, a incorporação de fontes de energias renováveis no consumo bruto de energia elétrica, para efeitos da Diretiva, ultrapassou os 50%. No âmbito de outra Diretiva, a Diretiva 2009/28/CE, e segundo a Estratégia Nacional para a Energia (ENE 2020), Portugal propôs-se reduzir a dependência energética face ao exterior, de 83% em 2008 para 74% em 2020, devendo as energias renováveis representar 60% da energia elétrica produzida e 31% de toda a energia final consumida, ao mesmo tempo que reduz em 20% esse consumo (Castro, 2012).

Das diversas energias renováveis, é a energia eólica que tem assumido uma posição de destaque nos últimos anos (antes fora a mini-hídrica no nosso país), apresentando uma evolução realmente notável. Assim, para se ter uma ideia da taxa de crescimento verificada na potência eólica instalada a nível nacional, registavam-se, nos finais de 2008 e 2014, os valores de 2700 MW e 4850 MW, respetivamente (Fonte: Redes Energéticas Nacionais), prevendo-se que se atinjam os 8500 MW instalados em 2020. Quanto à taxa de crescimento verificada na potência eólica instalada a nível mundial, observa-se que uma das bases de dados mais conhecidas (*WindService*) registava, no dia 4 de março de 1998 e no dia 25 de março de 2009, os valores de 7.322 MW e 120.475 MW, respetivamente. Reportando à meta de 2020, só a China prevê atingir os 200.000 MW de potência eólica instalada.

Os acionamentos eletromecânicos, vistos como conversores de energia elétrica em mecânica, têm uma importância considerável na indústria em geral e nos transportes. Em finais do século XX, mais de 50% da energia elétrica produzida, nos países industrializados, era já canalizada para os acionamentos eletromecânicos, sendo 10 a 20% daquela destinada a acionamentos de velocidade variável (Dente, 1996/97). A velocidade variável, característica das fontes primárias de energia como o vento ou a água, é igualmente importante na escolha das máquinas elétricas que integram os sistemas geradores nos aproveitamentos de energias renováveis. Esta variação de velocidade, para além de ser determinante na seleção do gerador elétrico e respetiva estrutura magnética da máquina, condiciona o equipamento de controlo que lhe está associado, nomeadamente, o conversor eletrónico de potência, a estratégia de controlo e comando, e a caixa de velocidades. Em particular, a evolução dos sistemas eólicos segue a tendência lógica da procura de soluções que satisfaçam requisitos de velocidade variável inerentes à fonte primária de energia, apontando para a melhoria do rendimento da conversão de energia nas baixas velocidades.

A máquina elétrica de relutância comutada (MERC), sobre a qual este trabalho incide, apresenta-se como uma máquina de velocidade variável, de baixo custo, construtivamente simples e robusta, com inércia baixa, sem rotor bobinado e com enrolamentos concentrados em saliências do estator. Estes são

¹ O consumo bruto de energia é definido como “a produção doméstica de eletricidade, mais as importações, menos as exportações”.

alguns dos argumentos que justificam o interesse por esta máquina para aplicações como gerador em regime de baixa velocidade. Há ainda benefícios na manutenção: a ausência de comutadores mecânicos e escovas juntamente com a elevada tolerância a defeitos, conferida pela própria distribuição de força magnetomotriz imposta nestas máquinas, reforçada pela topologia do conversor eletrônico, conduzem a baixos custos de manutenção. De salientar, ainda, que a ausência de enrolamentos no rotor concentra praticamente as perdas no estator, facilitando o arrefecimento da máquina.

A MERC, como gerador, tem sido, nas últimas décadas, considerada como potencial solução para aproveitamentos eólicos e alvo de investigação com alguns (embora em número reduzido) protótipos laboratoriais já apresentados. Porém, é no domínio das altas velocidades que têm surgido algumas aplicações pontuais, em particular na indústria aeronáutica, nomeadamente na área militar, e ainda num pequeno número de fabricantes cuja oferta tem sido dirigida para o mercado aeroespacial (Riso National Laboratory, 2001).

A MERC, como gerador de velocidade variável, satisfaz os requisitos inerentes à força motriz primária veiculada pelo vento ou pelo movimento da água. A velocidade e o binário podem ser controlados pelos instantes, devidamente sincronizados com a posição do rotor, em que se dá o início de condução de uma fase, e com a estratégia que se adote para definir o intervalo de condução das fases. O controlo de corrente por modo de impulso único, para além de mais robusto, dispensa o controlo histerético e apresenta um melhor rendimento que o PWM, conseguindo manter a tensão constante para um intervalo maior de velocidades (Miller, 2001).

Do ponto de vista do utilizador de uma MERC, o comportamento das grandezas externas, nomeadamente, as tensões e as correntes, o binário e a velocidade, e a posição angular, constitui a parte interessante do funcionamento da máquina. Todavia, a compreensão dos fenómenos físicos internos é essencial para a melhoria dos desempenhos da máquina e dos sistemas que a integram.

A título de exemplo, o funcionamento característico dos aproveitamentos eólicos distingue-se por velocidades baixas e binários elevados. A linha seguida em geral pela investigação da MERC, para aplicações a baixa velocidade, tem tido como alvos preferenciais máquinas com um número relativamente baixo de fases e/ou de polos e tem sido colocada maior ênfase sobre o controlo do conversor e sobre a estratégia de controlo de ângulos de condução. Com essas configurações estruturais de máquina, para ultrapassar o inconveniente de termos uma força eletromotriz induzida baixa e para evitar correntes elevadas nas fases, a MERC terá que funcionar a velocidades altas, exigindo a presença de uma caixa de velocidades para adaptação ao veio da turbina eólica, cuja velocidade é significativamente mais baixa que a do rotor da MERC. Contudo, para potências crescentes, para além das perdas adicionais concomitantes, a caixa aumenta de peso e de custo,

tornando-se demasiado volumosa, com exigências suplementares de manutenção justificadas pela perda de fiabilidade. De facto, acima de 5 MW, a fiabilidade das caixas de velocidade tem sido questionada, o que se torna um dado particularmente relevante quando o desenvolvimento aponta para exploração de recursos eólicos em *offshore*, onde se têm médias de velocidade de vento superiores às registadas em terra e, ainda que não seja consensual, com menor impacto visual (Mueller, 2005). Neste cenário, robustez e fiabilidade assumem um papel determinante na avaliação económica deste tipo de projetos, o que leva fabricantes e equipas de investigação e desenvolvimento a orientarem os seus esforços para os sistemas eólicos de acoplamento direto, i.e., sem recurso a caixa de velocidades.

Esta dissertação aborda o tema das baixas velocidades, seguindo uma linha de investigação diferenciada da que tem sido mais comum nos trabalhos sobre o Gerador de Relutância Comutado.

Os fenómenos físicos presentes nas máquinas elétricas podem ser modelizados por meio de equações baseadas na teoria do campo eletromagnético, na mecânica e na termodinâmica. Um modelo termodinâmico e mecânico é algo complexo e inadequado ao estudo do funcionamento da MERC, porém, a teoria de campo é particularmente útil para a explanação dos princípios de funcionamento dum sistema e comparação de desempenhos de configurações construtivas destes sistemas de relutância variável.

À luz da teoria do campo e de modelos de escala formulados com leis de semelhança, procura-se, numa primeira fase, comparar diferentes paradigmas construtivos e geometrias para a MERC, analisando características e parâmetros com influência no desempenho da máquina. A análise comparativa das configurações candidatas tem sido geralmente realizada por duas vias distintas: escolhendo um número de polos do rotor e do estator para um predefinido número de polos por fase ou, alternativamente, fixando o número de fases e polos do estator e fazendo variar o número de polos do rotor. Independentemente das vias seguidas, o carácter modular da máquina e o desenho de circuitos magnéticos com caminhos curtos de fluxos são duas vertentes que, neste trabalho, se exploram como potencial mais-valia no desempenho destas máquinas. O desenho de caminhos curtos de fluxo permite reduzir as perdas no ferro e a “absorção” de força magnetomotriz pelo núcleo do estator.

A ferramenta que apoia este estudo e permite validar hipóteses previamente justificadas é um programa de cálculo e simulação da distribuição de campo no circuito magnético da máquina que utiliza a metodologia de elementos finitos, sendo suficiente uma versão 2D, considerando o meio isotrópico como boa aproximação.

A velocidade de rotação joga um papel crucial no desenho da máquina em termos da sua topologia. As potências crescentes correspondem a velocidades de rotação menores, justificadas, obviamente, por dimensões e inércia maiores das turbinas. A escolha de um protótipo de MERC, para poder servir de termo de comparação na análise de uma topologia modular de caminhos curtos de fluxo, é

necessariamente ponderada numa gama de potência adequada a velocidades baixas do rotor, já que este é um compromisso que se afigura prioritário respeitar no desenho desta máquina como gerador.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo geral

O objetivo geral deste trabalho é apresentar, numa perspetiva comparativa, diferentes paradigmas construtivos da máquina elétrica de relutância comutada para o funcionamento gerador em regime de baixas velocidades, característico de muitos dos aproveitamentos de energias renováveis.

Sublinhe-se que as características peculiares da MERC constituem por si só argumentos válidos para a formulação do objetivo geral da presente dissertação, nomeadamente, o seu enquadramento e potencial aplicação no domínio das energias renováveis.

O regime de baixas velocidades no gerador de relutância comutada tem sido alvo de alguma investigação, não se conhecendo, porém, aplicações a nível industrial. Nesse sentido, as análises dimensionais propostas e aqui desenvolvidas para esta máquina têm, para quem investiga, uma motivação adicional, tornando-se num maior desafio intelectual.

1.2.2 Objetivos específicos

O projeto da MERC em regime de baixas velocidades pressupõe a escolha criteriosa da topologia da máquina (número de fases, número de polos, disposição dos enrolamentos), em função da velocidade e potência específicas da aplicação a que se destina e de acordo com as características intrínsecas da estrutura magnética da máquina (dupla saliência, característica magnética não linear).

Este trabalho, que discute soluções construtivas para o gerador de relutância comutada em regime de baixas velocidades, na perspetiva da utilização em aproveitamentos de energias renováveis, decorre do percurso académico do candidato, em cuja tese de mestrado intitulada *A Máquina Elétrica de Relutância com Comutação Eletrónica - Análise de Funcionamento e Comando*, o funcionamento gerador da máquina já fora abordado sob o ponto de vista energético.

Depois de definidos o objetivo, o alvo da ação e a técnica a usar, respetivamente, o *regime gerador a baixas velocidades*, a *topologia da MERC*, e as *leis de escala e modelos de campo*, colocam-se três questões como objetivos específicos do trabalho:

Quais as impactos na MERC, em termos construtivos, do regime de baixas velocidades?

Que paradigmas construtivos perspetivam um bom desempenho da MERC nesse regime, característico dos aproveitamentos de energias renováveis?

Em termos funcionais e de aplicação, o que diferencia esses paradigmas?

A resposta a essas questões delineou uma estratégia de desenvolvimento do trabalho onde foram estabelecidos os seguintes sub-objetivos:

- Abordar o problema do regime de baixas velocidades da MERC, formulando leis de escala adaptadas a esta máquina e ao regime em causa;
- Propor diferentes paradigmas construtivos para o gerador de relutância comutado em regime de baixas velocidades;
- Comparar, através de análise dimensional, soluções construtivas, estimando características e parâmetros com recurso a modelos de escala;
- Eleger uma topologia, destacando aspetos de desempenho, fiabilidade, montagem e manutenção que favoreçam a sua aplicação às fontes de energias renováveis;
- Prever o comportamento da topologia escolhida, utilizando um modelo de campo construído para o efeito;
- Validar por métodos de elementos finitos a topologia escolhida e comparar os resultados estimados com os de outros autores;
- Obter resultados de um protótipo laboratorial;
- Confrontar resultados obtidos pelas vias numérica (modelos) e experimental;
- Indicar caminhos e desenvolvimentos futuros que conduzam a novas aplicações da máquina no domínio das baixas velocidades.

1.3 – ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

1.3.1 Organização Geral

A organização desta dissertação obedece a critérios adotados habitualmente neste tipo de trabalhos e compreende seis capítulos:

Capítulo 1 – Introdução; Capítulo 2 – Princípios de Conversão de Energia e de Funcionamento da Máquina Elétrica de Relutância Comutada em Regime Gerador; Capítulo 3 – Análise Dimensional de Topologias Construtivas da MERC com Modelos de Escala; Capítulo 4 – Análise da Topologia Modular Baseada em Modelos de Campo; Capítulo 5 – Simulação e Validação de Modelos; Capítulo 6 – Considerações Finais.

Com esta organização, pretendeu-se interligar os temas abordados, ordenando-os segundo uma sequência julgada lógica, de forma a facilitar a leitura e compreensão do trabalho desenvolvido pelo autor.

À exceção do presente capítulo e do capítulo seis, reservado às considerações finais, todos os outros apresentam uma estrutura semelhante, compreendendo quatro partes distintas: Resumo, Introdução, Desenvolvimento e Conclusões.

No Resumo, é apresentada uma breve descrição do capítulo, realçando-se os aspetos mais importantes. Na Introdução, são referidos os temas abordados. No Desenvolvimento, são apresentados, por secções, os estudos referentes aos respetivos temas. Nas Conclusões, são expostos, de forma sucinta, os resultados mais relevantes do capítulo.

De seguida, descrevem-se resumidamente os temas abordados em cada capítulo.

No capítulo 1, é introduzido o tema da dissertação, enquadrando-o na respetiva área dos geradores de velocidade variável e compatíveis com as baixas velocidades; são, ainda, apresentadas a estrutura e as convenções adoptadas.

No capítulo 2, revisitam-se alguns sistemas e métodos que têm sido utilizados na integração da MERC em sistemas de acoplamento direto, apontando resultados e limitações. São, também, apresentados aspetos construtivos e de funcionamento da máquina.

No capítulo 3, expõem-se alguns constrangimentos físicos e do material utilizado, relevantes na construção de uma MERC. Com base em parâmetros construtivos e leis de semelhança, estabelecem-

se critérios para selecionar as melhores topologias em função das condições de funcionamento e da sua finalidade de aplicação.

No capítulo 4, constrói-se um modelo de campo baseado na linearidade do circuito magnético que permita utilizar as leis de semelhança, anteriormente estabelecidas, para estimar parâmetros característicos de desempenho da MERC modular de caminhos curtos de fluxo.

No capítulo 5, desenvolve-se um modelo de parâmetros concentrados adaptado aos geradores de relutância comutada e comparam-se os resultados previstos com os obtidos de ensaios de um protótipo.

O capítulo 6 é reservado à síntese do trabalho, onde se apresentam as conclusões mais significativas e se perspetivam desenvolvimentos de trabalho futuro.

1.3.2 Convenções

Os números de ordem utilizados encontram-se em numeração árabe com exceção das páginas iniciais (Resumo, Agradecimentos, Índices e Simbologia), em numeração romana.

A numeração de figuras, equações e tabelas foi efetuada de forma sequencial, ao longo de cada capítulo, referenciadas por dois números separados por um ponto. O primeiro número refere-se ao capítulo e o segundo é associado ao respetivo número de ordem no capítulo.

A legenda das figuras e tabelas foi escrita a negrito.

A citação de referências bibliográficas foi realizada utilizando-se a forma (Autor, ..., Ano), onde ‘Autor’ indica o apelido de cada autor e ‘Ano’ refere o ano de publicação. A ordenação das referências bibliográficas foi efetuada por ordem alfabética.

Procurou-se utilizar o mínimo de termos estrangeiros, recorrendo-se a estes, quando estritamente necessário ou quando já vulgarizados na linguagem técnico-científica, escrevendo-os em itálico.

Nesta dissertação foi utilizado o Sistema Internacional (SI) como sistema de unidades de medida.

Capítulo 2

Princípios de Conversão de Energia e de Funcionamento da Máquina Elétrica de Relutância Comutada em Regime Gerador

Resumo: Na primeira parte deste capítulo, são citados e comentados alguns trabalhos de investigação considerados importantes na temática abordada nesta dissertação e são descritos aspetos de funcionamento e da conversão de energia dos geradores de relutância comutados. Numa segunda parte, são apresentados critérios construtivos relevantes no desempenho da máquina elétrica de relutância comutada.

2.1 INTRODUÇÃO

2.1.1 Breve perspectiva histórica

A referência mais antiga a um motor elétrico de relutância com comutação – *Switched Reluctance Motor* – remonta a 1838 e diz respeito a uma máquina construída, na Escócia, por Davidson para o sistema de propulsão de uma locomotiva (Miller, 1993). Foi necessário esperar mais de um século (princípios da década de 80 do séc. XX) para que este tipo de máquina despertasse a atenção de alguns grupos de investigação (Lawrenson *et al.*, 1980). Apesar da sua simplicidade construtiva, esta máquina era frequentemente objeto de reclamações relativamente ao seu desempenho dinâmico e às características algo peculiares do seu comando e controlo, argumentos, à altura, suficientemente convincentes para impedir um desenvolvimento mais célere e sustentado deste tipo de máquina. Os progressos alcançados na eletrónica de potência ao longo das últimas décadas, especialmente a evolução experimentada pelos dispositivos semicondutores, facilitaram a execução do comando e controlo destes acionamentos eletromecânicos, indiciando a aplicação diversificada das máquinas elétricas de relutância com comutação eletrónica no domínio industrial. Bem aquém das expectativas criadas, na altura, pelos mais entusiastas, a Máquina Elétrica de Relutância Comutada (MERC) tem, no entanto, sido apresentada e reconhecida, nas últimas décadas, como uma alternativa válida em diversas aplicações quer de carácter industrial quer doméstico (Krishnan, 2001; Bilgin, Emadi, Krishnamurthy, 2012).

Neste contexto, o funcionamento como motor suscitou maior interesse (com aplicações pontuais em acionamentos de velocidade variável na indústria automóvel, em eletrodomésticos e em sistemas de ar condicionado, entre outras); contudo, o funcionamento da MERC como gerador (GERC), embora merecendo menor atenção, teve algumas aplicações na indústria automóvel (Fahimi *et al.*, 2004), aeroespacial e aeronáutica (MacMinn *et al.*, 1989; Ferreira, 1995).

A particularidade de a MERC ser inerentemente uma máquina de velocidade variável, aliada à sua robustez e construção simples, sem rotor bobinado e com enrolamentos concentrados em saliências do estator, despertou também, no domínio dos aproveitamentos de energia eólica, algum interesse entre a comunidade científica, casos de Fulton e Randall (1986), Torrey (1995, 2002), Cardenas *et al.* (1995, 2005) e Mueller (1999, 2005). Atualmente, a grande maioria dos geradores eólicos existentes está equipada com máquinas de indução com rotor em gaiola, máquinas síncronas (com enrolamento de excitação ou de magnetos permanentes) ou máquinas de indução duplamente alimentadas. Como a velocidade de um gerador de indução (em gaiola) é praticamente constante e a velocidade do vento é variável, o rendimento da conversão eolo-mecânica e o aproveitamento da energia eólica são

penalizados em pontos de operação que se afastam do funcionamento ótimo da turbina. Os geradores de indução duplamente alimentados podem mudar a sua velocidade, fazendo uma melhor utilização da energia eólica; no entanto, a sua estrutura é complexa e não dispensa a caixa de velocidades, resultando em perdas adicionais, reduzida fiabilidade e manutenção mais exigente. A máquina síncrona com enrolamento de excitação bem como a máquina síncrona de magnetos permanentes, ambas de velocidade variável, podem ser acopladas à turbina sem recurso à caixa de velocidades. Ultimamente, tem-se dado particular atenção aos geradores síncronos de magnetos permanentes (McSwiggan *et al.*, 2007), todavia, o custo elevado do material envolvido constitui um fator limitante, e os esforços envidados para reduzir as suas dimensões, mantendo bom desempenho e custos mais baixos, não têm tido o sucesso pretendido.

O interesse prevalente pelas turbinas eólicas de maior potência tem-se acentuado nas últimas duas décadas (GWEC, 2005), surgindo já algumas de 5MW e, em fase de projeto, turbinas de 10MW. A exploração crescente dos recursos do vento longe da costa, onde o vento tem velocidade médias superiores e as turbinas, aparentemente, menor impacto visual, cria desafios mais exigentes no que respeita à instalação, operação e manutenção. Os custos de operação e manutenção são significativamente diferentes no mar (“*offshore*”) e em zonas costeiras (“*inshore*”). No mar aberto, o recurso à manutenção é dispendioso para além de que o acesso por barco é fortemente condicionado pelas condições climáticas. Nesse sentido, a robustez e a fiabilidade da máquina são fundamentais na avaliação económica destes projetos em *offshore*. A fiabilidade das caixas de velocidades tem suscitado questões, nomeadamente, na gama de potências da ordem dos MW (Mueller, 2005). Para contornar esse problema, alguns fabricantes têm apresentado sistemas de acoplamento direto, i.e., sem caixa de velocidades, recorrendo, para o efeito, a máquinas síncronas de magnetos permanentes - atualmente em maioria neste segmento de mercado (Liu, Park, Chen, 2014) - ou a síncronas com enrolamento de excitação. Ainda segundo Mueller (2005), as máquinas de magnetos permanentes apresentam relações de binário/volume superiores às síncronas com enrolamento de excitação, mas a presença de magnetos permanentes dificulta a montagem. Acresce que os magnetos solidários com o rotor devem ser especialmente protegidos contra esforços térmicos e mecânicos que podem provocar a desmagnetização e a conseqüente quebra no desempenho do gerador. Por sua vez, as escovas das máquinas síncronas com enrolamento de excitação exigem uma manutenção regular.

Na MERC, as exigências de construir máquinas de grande diâmetro são idênticas às síncronas, mas a ausência de magnetos permanentes simplifica a montagem e a dispensa de escovas reduz os requisitos de manutenção. Por outro lado, a menor inércia do rotor permite responder rapidamente a variações de carga. Para além da boa robustez já mencionada, creditam-se outros méritos a esta máquina como pouca sensibilidade à temperatura, alta fiabilidade e boa tolerância a defeitos, o que a torna um alvo potencial nas aplicações de energia eólica de acoplamento direto.

2.1.2 Pontos de referência no percurso evolutivo da MERC

O princípio de funcionamento subjacente a este tipo de máquinas é simples e bem conhecido. As dificuldades maiores em interpretar o comportamento e o desenho construtivo da máquina prendem-se com a *dupla saliência*: quer o estator quer o rotor da máquina apresentam saliências magnéticas, o que lhe confere características fortemente não lineares. Assim, analisa-se usualmente o funcionamento desta máquina em regime permanente por modelos matemáticos de parâmetros concentrados, sendo os parâmetros associados ao circuito magnético funções da posição do rotor e da corrente de excitação. Nesta perspetiva, o projeto de máquinas de relutância com comutação eletrónica não permite a adaptação imediata de algumas técnicas já conhecidas das máquinas elétricas de corrente contínua e de corrente alternada clássicas, estando-se, assim, na presença de uma máquina que apresenta saturação magnética extremamente localizada, exigindo um conversor eletrónico de potência e comando com determinados requisitos, de forma a poder garantir as condições normais de funcionamento do acionamento. A topologia do conversor eletrónico de potência, comumente indicada para as máquinas de relutância, é a de um conversor de meia-ponte assimétrico, já que permite uma maior flexibilidade no controlo e uma alta tolerância a defeitos. Esta topologia partilha o mesmo barramento *DC* durante a excitação magnética, para a qual contribuem cada fase, através de interruptores comandados, e dois díodos, no período de desmagnetização (descrito em &2.2.1.2). Por conseguinte, cada enrolamento pode estar submetido a níveis positivos e negativos de tensão *DC*, bem como a uma tensão nula, se apenas um interruptor estiver “fechado” após a excitação da fase (estado de roda-livre). O facto de os dois interruptores estarem ligados em série com os enrolamentos protege o circuito contra defeitos entre fases e a possibilidade de desacoplamento elétrico das fases confere maior fiabilidade a este conversor, quando ocorre um defeito numa das fases.

A aplicação do GERC aos sistemas de conversão de energia eólica tem sido estudada e discutida, publicando-se alguns trabalhos científicos, mas menos são os autores que apresentam estratégias de controlo do GERC. Alguns investigadores analisam experimentalmente o funcionamento gerador com controlo de corrente PWM, regulação histerética e por impulso único de tensão. Os dois primeiros podem ser utilizados para baixas e médias velocidades, enquanto o último é usado para altas velocidades, o que se justifica por a força eletromotriz de velocidade ser demasiado elevada para uma atuação eficaz do controle PWM (Cardenas *et al.*, 2005). Contudo, o modo de impulso único permite manter a tensão constante numa gama alargada de velocidades com menos perdas de comutação, quando comparado com o controlo PWM (Miller, T.J., 2001; Kioskeridis, Madmelis, 2006).

Chancharoesnssook e Rahman (2003) apresentam um protótipo de laboratório de um GERC 8/6 de 750W, com 4 fases, em que controlam a tensão no barramento de forma análoga ao controlo do binário no motor de relutância. Neste regime de funcionamento, o condensador de entrada tem um efeito mais “alisante” sobre a tensão, exigindo uma largura de banda mais limitada para regular a

tensão *DC* no barramento relativamente ao controlo de corrente ou binário. Os ensaios realizados não foram, porém, efetuados a baixas velocidades, o que impede a extrapolação dos resultados obtidos para MERC integradas em sistemas eólicos que não utilizam caixa de velocidades.

Uma das particularidades que distinguem esta máquina de outras é a sua característica magnética. De facto, é muito importante dispor de uma característica do fluxo ligado tão próxima quanto possível da característica real da máquina, já que esta serve de base ao modelo que descreve os comportamentos elétrico e mecânico do sistema. Há dois métodos que geralmente se seguem para a obter: por simulação computacional ou aproximação experimental. Na simulação, são utilizados modelos de elementos finitos e cálculos baseados em parâmetros concentrados. Nas aproximações experimentais, a característica de fluxo ligado é obtida a partir de medidas da tensão e da corrente de fase. Nas medições efetuadas nas máquinas de relutância de pequena potência, alguns fenómenos como o campo remanescente e as deslocações do rotor, ainda que ligeiras, não são relevantes e podem ser desprezados. Em contrapartida, em máquinas de maior potência, como é o caso das MERC para aplicações eólicas, esses efeitos têm mais significância e afetam a precisão das medidas. Estas considerações são contempladas no método de medida apresentado por Carstensen *et al.* (2007).

2.1.3 Limitações inerentes ao regime de baixas velocidades

A baixa velocidade de rotação do veio das turbinas eólicas é determinante na escolha do desenho construtivo da MERC. A escolha do número de polos do estator e do rotor da máquina afigura-se, assim, uma tarefa de particular importância neste tipo de aplicações de baixas velocidades. Neste contexto, é possível escolher o número de polos do estator e do rotor para um dado número de polos por fase ou, alternativamente, manter constante o número de polos do estator e o número de fases e variar o número de polos do rotor. Para avaliar as diversas topologias, estabelecem-se critérios de comparação (Miller, 1993) em termos de relação de binário por unidade de massa, requisitos de potência do conversor eletrónico (menor potência), fator de penalização de excitação (menor intervalo de condução) e rendimento. Este conjunto de critérios conduz-nos a máquinas com um número significativo de polos. Mueller (2005) apresenta um protótipo laboratorial 12/16, com controlo por impulso único de tensão para a gama de velocidades dos sistemas eólicos (as perdas de comutação do conversor eletrónico são mais baixas), justificando em termos de rendimento a sua opção construtiva. Refere ainda que, neste tipo de funcionamento a baixa velocidade, é esperado que as perdas no ferro sejam menores.

Naturalmente, quem explora estes aproveitamentos de energia eólica não tem possibilidade de controlar a velocidade do vento; assim, a única forma de garantir que a turbina funcione com o melhor rendimento efetivo da conversão energética é controlar a velocidade do rotor da MERC. Quer o

binário quer a velocidade da turbina jogam um papel importante na otimização do rendimento do sistema global. A máquina de relutância consegue responder a essa exigência já que o seu binário e velocidade podem ser controlados pela variação dos instantes em que ocorre a excitação magnética da máquina, recorrendo, para o efeito, ao controlo dos ângulos de disparo. Estratégias de otimização destes ângulos, no que se refere ao intervalo de condução, nomeadamente θ_{on} , são apresentadas em trabalhos como os de Kioskeridis e Mademlis (2006), e Narla *et al.* (2012).

Em geral, as MERC são máquinas ruidosas e apresentam flutuações (*ripple*) de binário. Também aqui, estratégias para a redução do *ripple* de binário têm sido investigadas maioritariamente na otimização do funcionamento dos motores de relutância (Henriques *et al.*, 2002; Mitra, Sozer, 2014), embora nos geradores de baixa velocidade esses aspetos assumam igualmente um papel importante. Esse efeito repercute-se nomeadamente no controlo e na modelização da corrente que percorre os dispositivos de potência do conversor eletrónico, condicionando o seu dimensionamento e os custos associados. No sentido de reduzir o *ripple* de binário de um GERC aplicado a velocidades baixas, típicas de sistemas eólicos, Moreau (2005, 2014) apresenta uma função estilizada para o binário e compara-o com o modelo trapezoidal clássico. O autor, no entanto, com a utilização desta estratégia de controlo, não analisa a evolução das formas de onda da corrente e da tensão no barramento do gerador, nomeadamente, a sua influência no *ripple* dessas grandezas elétricas.

Do que já foi dito relativamente à importância dos regimes de baixas velocidades nas aplicações de energia eólica, reitera-se que, sendo a potência disponível no vento proporcional ao cubo da sua velocidade, tiram maior partido dessa característica as máquinas com capacidade de operar a velocidade variável, integradas em sistemas de acoplamento direto ou recorrendo a caixas de velocidade para adaptar a velocidade de rotação da turbina à do rotor da máquina em causa. As caixas de velocidades para este tipo de aplicações apresentam um custo elevado, são pesadas e requerem manutenção. Com a tendência crescente de instalar turbinas eólicas no mar, a dispensa de manutenção para reduzir custos torna-se uma necessidade. Acresce, ainda, que o intervalo de potências das turbinas eólicas tem vindo a estender-se, esperando-se que atinja e ultrapasse a dezena de MW nos próximos anos. Tais níveis de potência exigem caixas de velocidades demasiado volumosas e dispendiosas. Equipas de investigação têm publicado trabalho relativo ao desenho de geradores síncronos de magnetos permanentes diretamente acoplados a turbinas para aplicações de baixa velocidade. Já os estudos efetuados por Spooner (1996) sobre esse tipo de geradores apontavam para máquinas de elevado diâmetro e com muitos polos, o que poderia indiciar a mesma tendência no domínio dos GERC.

Considera-se, assim, no presente trabalho, que um dos grandes desafios do desenho construtivo dos GERC para aplicações de baixa velocidade, caso das turbinas eólicas e outros sistemas de energias renováveis, prende-se com a escolha do número de saliências do estator e do rotor (polos), e da própria estrutura magnética da máquina.

2.2 ASPETOS DO FUNCIONAMENTO DO GERC

2.2.1 Regime Gerador da Máquina Elétrica de Relutância Comutada

O regime gerador da máquina elétrica de relutância comutada facilmente se entende se recorrermos, para o efeito, ao perfil de indutância estilizado de uma fase da máquina. Se cada fase for alimentada de tal modo que se imponha o ângulo de início de condução, θ_{on} , na região crescente da indutância, e o ângulo de fim de condução, θ_{off} , depois da posição de alinhamento, a máquina está apta a poder fornecer energia elétrica. Na figura 2.1, representa-se a localização típica, no perfil de indutâncias, de uma forma de onda de corrente para uma MERC 8/6 funcionando no regime gerador.

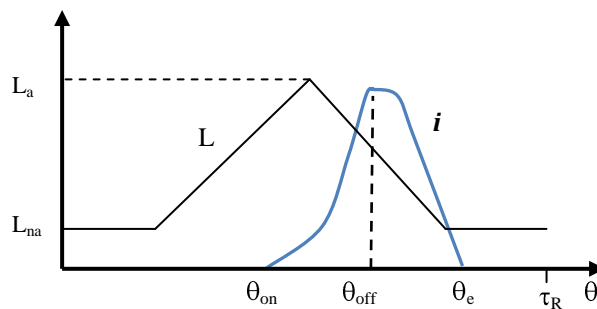


Figura 2.1 - Perfil de indutâncias estilizado e forma de onda de corrente em regime gerador
 L_a – Indutância máxima, posição alinhada; L_{na} – Indutância mínima, posição não alinhada;
 τ_R - passo polar; θ - posição angular do rotor.

Durante o período de condução, compreendido entre θ_{on} e θ_{off} , a energia elétrica é fornecida à máquina onde é armazenada sob a forma de energia magnética. Este período de magnetização de uma fase da máquina é designado usualmente por período de excitação e é necessário devido à excitação monofásica característica desta máquina. A energia armazenada durante este período é geralmente denominada por energia de excitação. Após a comutação ocorrer em θ_{off} , a energia de excitação transita para a fonte e, ao mesmo tempo, a energia mecânica fornecida pela turbina eólica (no caso de conversores de energia eólica) é convertida em energia elétrica. Em θ_e , a fase está totalmente desmagnetizada e, portanto, é extinto o fluxo de energia elétrica para a fonte. O período compreendido entre θ_{off} e θ_e é habitualmente designado por período ativo. Para que o regime gerador seja contínuo e sustentado, a energia elétrica gerada deve ser superior à energia de excitação.

2.2.1.1 Característica de fluxo ligado e perfil de indutâncias

Resultante da característica magnética não linear do ferro e do entreferro variável inerente à dupla saliência (estator e rotor), o fluxo ligado Ψ apresenta igualmente um comportamento não-linear, sendo uma função da corrente de fase e da posição angular do rotor:

$$\Psi = \psi(i, \theta) \quad (2.1)$$

Esta característica pode ser obtida através de modelos de cálculo do campo com elementos finitos, recorrendo à geometria e a aspetos construtivos da máquina, quando conhecidos, como se ilustra na figura 2.2, ou, por via experimental, utilizando métodos de medida direta ou indireta.

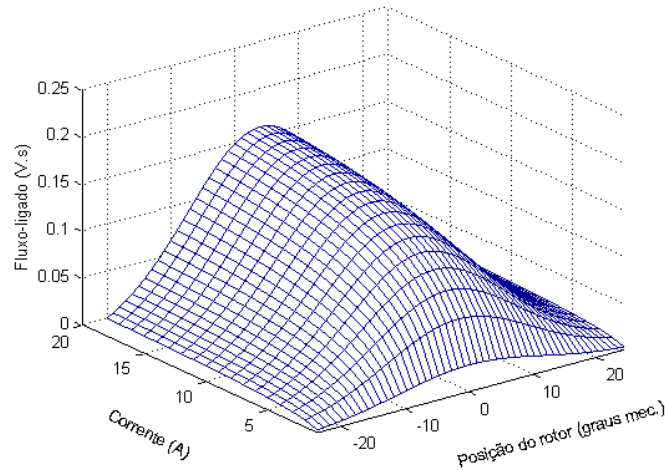


Figura 2.2 – Característica de fluxo ligado obtida por modelos de elementos finitos

Outra via simplificada, mas não tão precisa como a característica obtida acima referida, consiste na construção de um perfil de indutâncias estilizado. Neste caso, a característica do fluxo ligado em função da posição do rotor e da corrente é obtida utilizando a expressão $\Psi = Li$. Para esse efeito, procede-se ao cálculo prévio das indutâncias alinhada (L_a) e não alinhada (L_{na}). Da posição não alinhada até ao início de sobreposição, é assumido que a indutância permanece constante. Nas posições intermédias (sobreposição parcial de saliências polares) até à posição de alinhamento, assume-se que a indutância cresce linearmente, o que, pelo efeito da saturação magnética, conduz a uma distribuição de curvas características, como se mostra na figura 2.3.

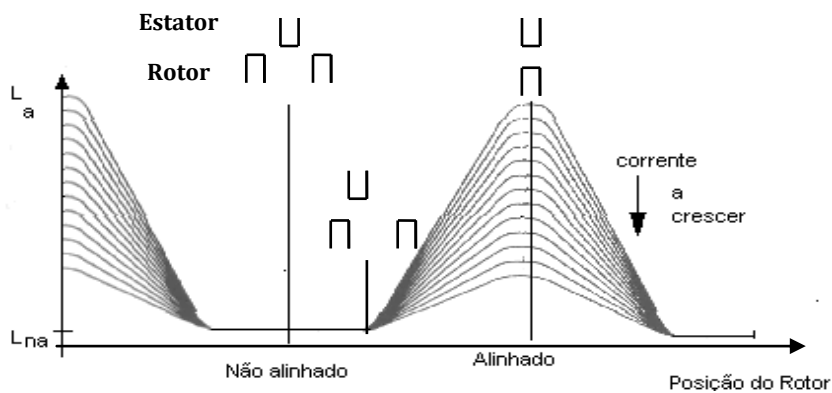


Figura 2.3 - Perfil de indutâncias e efeito da saturação

A indutância máxima (L_a) pode ser calculada, usando um circuito magnético equivalente (figura 2.4) que inclua as propriedades do material.

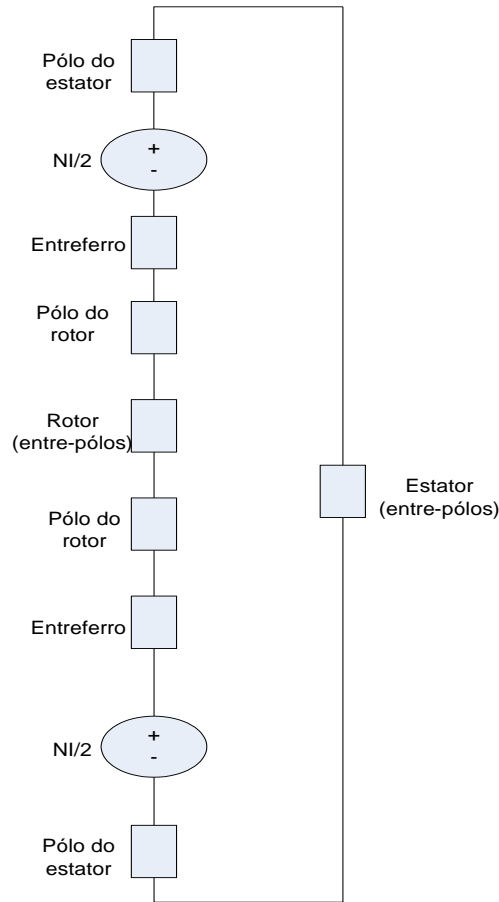


Figura 2.4 – Circuito equivalente para um passo polar referente à posição de alinhamento

Dada a simetria da estrutura da máquina, apenas um passo polar é necessário para esse efeito. A relutância de cada “troço magnético” do circuito representa um “caminho de fluxo”. A permeabilidade relativa de cada troço de ferro é modelizada através da curva de magnetização B-H do aço macio (*mild steel*), o material usado nas laminações do estator e do rotor. O fluxo ϕ que percorre o circuito magnético é calculado por (2.2) para diferentes níveis de corrente I , de forma a contemplar o efeito de saturação.

$$NI = \phi \left(\frac{2\delta}{\mu_0 A} + \frac{2l_S}{\mu_0 \mu_r A} + \frac{2l_R}{\mu_0 \mu_r A} + \frac{2l_{S-n}}{\mu_0 \mu_r A} + \frac{2l_{R-n}}{\mu_0 \mu_r A} \right) \quad (2.2)$$

O primeiro termo traduz o caminho do fluxo no entreferro, os seguintes, nas saliências polares do estator e rotor, e os dois últimos, nos troços referentes ao núcleo do estator e rotor. NI é a força magnetomotriz que impõe a circulação de fluxo no circuito.

No cálculo de L_{na} , referente à posição de não alinhamento das saliências, os caminhos de fluxo não se encontram tão bem definidos quanto os relativos à posição alinhada. Considerando que as grandezas

magnéticas calculadas são constantes para as diferentes secções da estrutura da máquina e assumindo o caráter isotrópico do material, o uso de um programa de elementos finitos 2D (*FEMM*) é suficiente para determinar a indutância não alinhada. A distribuição de campo é apresentada na figura 2.5, para uma máquina 8/6 numa determinada posição (16° , ângulo mecânico), a título de exemplo. A indutância mínima é assim determinada a partir da energia magnética associada ao campo.

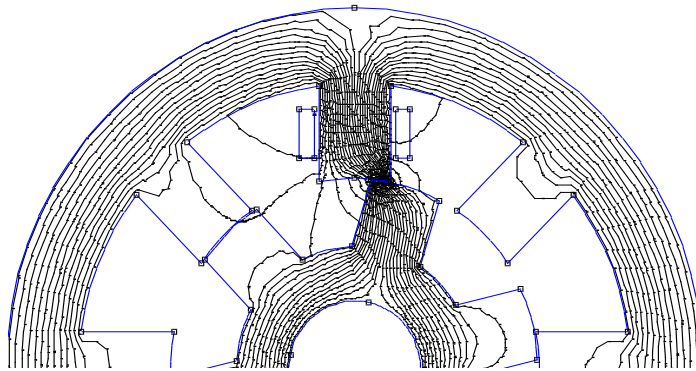


Figura 2.5 – Distribuição do campo ($\theta = 16^\circ$) numa MERC 8/6, utilizando o *FEMM*

2.2.1.2 Conversor eletrônico de potência

O conversor eletrônico de potência que alimenta e comanda estas máquinas tem características algo particulares, impossibilitando a utilização do tipo de comando dos onduladores autónomos de tensão, frequentes nas máquinas de corrente alternada. O conversor deve ser comandado de forma a assegurar a permanência de corrente, nas fases da máquina, em certas posições do rotor. O facto de o binário ser independente dos sentidos do fluxo magnético ligado e da corrente da fase, dependendo apenas do sinal da derivada da indutância $dL/d\theta$, torna-se vantajoso. Assim sendo, os fluxos e as correntes de fase, de um único sentido, contribuem para a simplicidade construtiva do conversor a utilizar, permitindo, ainda, reduzir as perdas induzidas no ferro, contrariamente aos efeitos causados pelas correntes das máquinas de corrente alternada (mais perdas por correntes de Foucault, conversor mais complexo).

Quer no regime de funcionamento motor quer no gerador, utiliza-se geralmente um conversor eletrônico assimétrico de meia ponte que força a permanência da corrente nas fases da máquina, para posições determinadas pelo rotor. O controlo e comando desta topologia de conversor permitem regular a intensidade da corrente nas fases e modelizar a respetiva forma de onda, tendo como objetivo final o controlo da velocidade e o binário. Para tal, é necessário que os interruptores eletrónicos utilizados sejam dispositivos comandados à entrada em condução e ao corte. Estes dispositivos funcionam de modo a inverter a tensão aplicada às fases em determinadas posições angulares do rotor e auxiliam a comutação entre fases.

Na topologia clássica, para um GERC 8/6 representada na figura 2.6, são utilizados transístores de potência (*IGBT* ou *MOSFET*) que funcionam como interruptores eletrônicos. O condensador deve ter uma capacidade suficientemente elevada para assegurar uma tensão aproximadamente constante em cada ciclo elétrico (passo polar), evitando flutuações na tensão V_C . No início de operação do GERC, o condensador está descarregado. É portanto necessário, a montante do condensador, associar, em paralelo, uma fonte exterior (pode ser uma bateria) para carregar o condensador até se estabelecer o nível de tensão requerida. Uma vez iniciado, o regime é autossustentado.

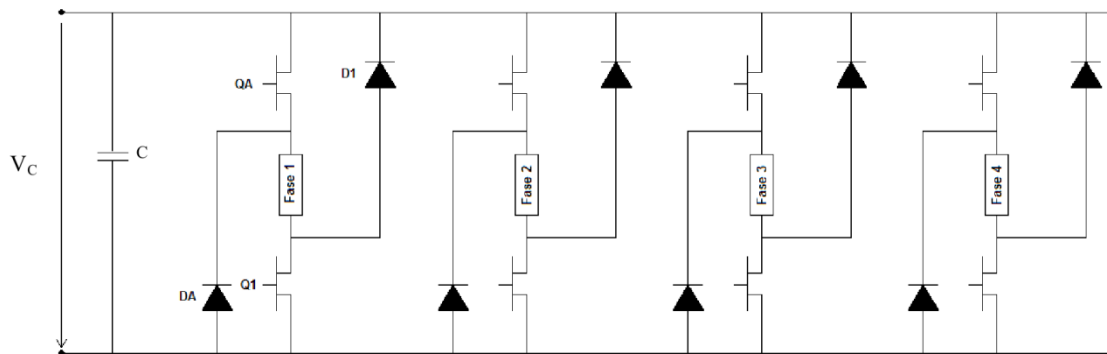


Figura 2.6 - Topologia standard do conversor com dois transístores por fase para GERC 8/6

Cada fase do conversor utiliza a mesma alimentação *DC* para excitar a fase através de dois interruptores controlados Q_A e Q_1 ; no período ativo do funcionamento gerador (desmagnetização da fase), são utilizados dois díodos D_A e D_1 . Por conseguinte, a cada fase pode ser aplicada uma tensão positiva ou negativa, bem como uma tensão nula, se apenas um interruptor comandado se encontrar no estado de condução após o período de excitação. Esta é uma característica ideal para o controlo histerético de corrente de dois e três níveis (*hard* e *soft chopping*), podendo ainda operar em modo de impulso único (*bang-bang*), quando os dois interruptores são comandados simultaneamente à condução e bloqueio apenas duas vezes num passo polar, em θ_{on} e θ_{off} , respetivamente. A topologia do conversor apresentada oferece ao utilizador maior flexibilidade no controlo e comando da máquina e maior imunidade aquando da ocorrência de defeitos (Torrey, 2002). A reconhecida fiabilidade do conversor em situações de defeito é justificada pela independência elétrica das fases.

2.2.1.3 Regimes dinâmicos do GERC

Os regimes dinâmicos ² que interessam analisar compreendem o período de excitação (de θ_{on} a θ_{off}) e o período ativo (θ_{off} a θ_e) relativos ao funcionamento gerador da MERC. A aplicação da lei geral de indução a uma fase traduz-se em (2.3), em que u , i , R e ψ representam a tensão, a corrente, a resistência e o fluxo, respetivamente.

² Uma análise mais detalhada do funcionamento e comando pode consultar-se os capítulos 4 e 5 de (Lobato, 2003).

$$u = Ri + \frac{d\psi(i, \theta)}{dt} \quad (2.3)$$

Reescrevendo (2.3) resulta a equação que rege a tensão na fase:

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{\partial \psi}{\partial \theta} \omega \quad (2.4)$$

Onde o último termo é força eletromotriz induzida relativa ao movimento, aqui designada por força eletromotriz da velocidade, e_v , e ω , a velocidade angular do veio:

$$e_v = \frac{\partial \psi}{\partial \theta} \omega = \frac{\partial L}{\partial \theta} i \omega \quad (2.5)$$

Considerando uma fase do conversor descrito em &2.2.1.2, durante o período de excitação (magnetização), ambos os interruptores à condução permitem a aplicação da tensão contínua à fase, forçando a corrente a crescer (2.6).

$$V_C = Ri + L \frac{di}{dt} - e_v \quad (2.6)$$

Durante o período de roda livre, um interruptor e um diodo encontram-se a conduzir, e a tensão na fase é nula (2.7). No entanto, a corrente continua a crescer devido à influência da força eletromotriz da velocidade.

$$0 = Ri + L \frac{di}{dt} - e_v \quad (2.7)$$

Durante o período de desmagnetização (período ativo de gerador), ambos os interruptores não conduzem, sendo a tensão V_C invertida na fase através dos díodos (2.8). A corrente é “escoada” pelos díodos, transitando a potência para o barramento.

$$-V_C = Ri + L \frac{di}{dt} - e_v \quad (2.8)$$

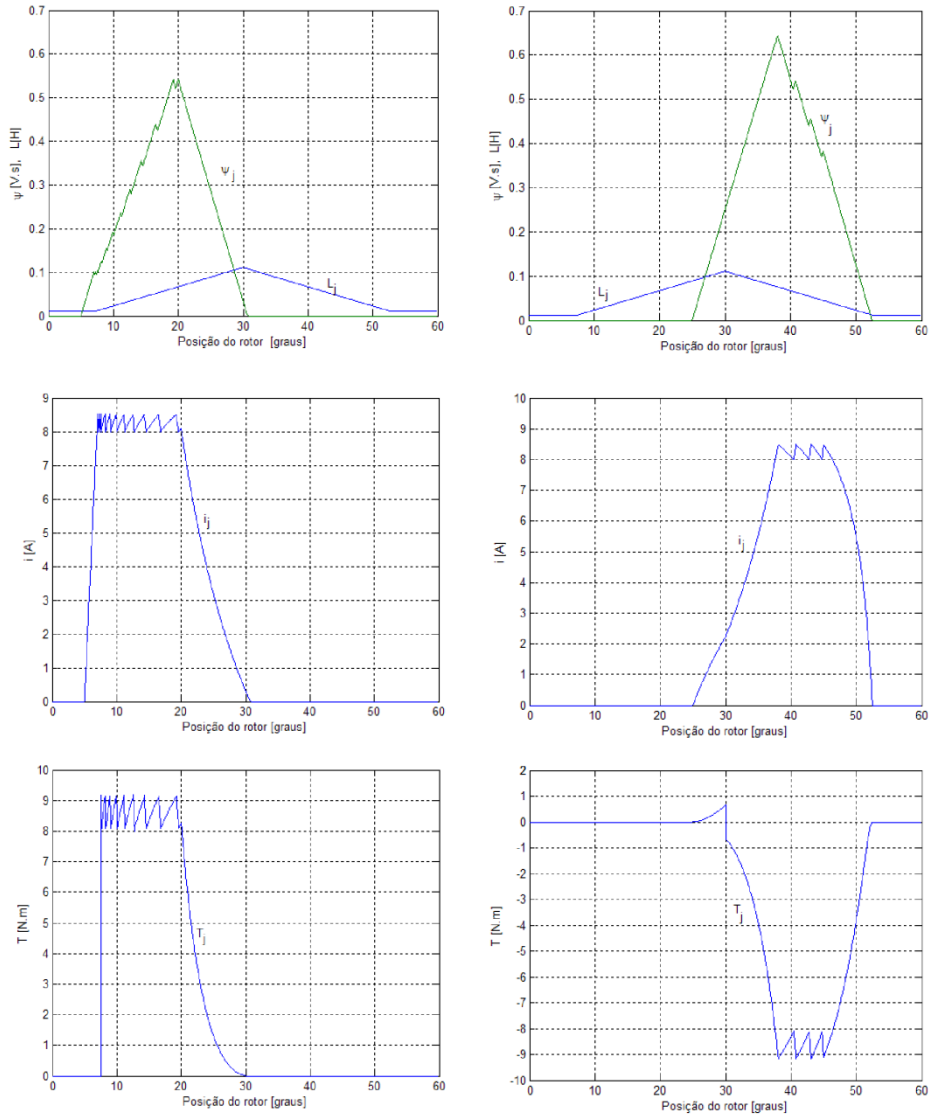
A baixas velocidades (o caso de aproveitamentos eólicos sem caixa de velocidades), o valor absoluto da Fem da velocidade é inferior à tensão do barramento. Nestas condições, a corrente de fase pode ser controlada por uma coordenação adequada dos três estados acima descritos.

A posição é estimada por resolução numérica da equação mecânica (2.9), em que T_m é o binário mecânico da turbina eólica e T_e é o binário eletromagnético do GERC, J é o momento de inércia do grupo.

$$T_m - T_e = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.9)$$

Conhecendo a posição, a nova corrente pode ser inferida a partir da característica de fluxo ligado e o binário produzido por uma fase calculado por (2.10), sendo representado na figura 2.7, onde se comparam as formas de onda com o dual regime motor.

$$T_{e1} = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (2.10)$$



(a) Funcionamento motor

(b) Funcionamento gerador

Figura 2.7 - Evolução do fluxo ligado, corrente e binário de uma fase, considerando o perfil de indutâncias estilizado e controle histerético de corrente de uma MERC 8/6 - regime gerador e motor

O novo valor da corrente e o binário eletromagnético são utilizados para recalculer os novos valores de fluxo ligado e posição respetiva, repetindo-se este algoritmo continuamente durante a operação da MERC. O valor médio do binário $\langle T_e \rangle$ é calculado a partir da área encerrada pela trajetória da característica $\Psi - i$. Durante o regime gerador, a área encerrada é proporcional à energia mecânica veiculada pela turbina eólica, no caso de um aproveitamento de energia eólica. Se esta área for igual a A_τ num passo polar, o binário eletromagnético médio para uma máquina de m fases com N_R polos é dado por:

$$\langle T_e \rangle = \frac{mN_R}{2\pi} A_\tau \quad (2.11)$$

Os ciclos de conversão de energia permitem a interpretação física do processo de conversão das energias em jogo no sistema.

Para compreender esta análise em termos energéticos, pode considerar-se uma forma de onda da corrente retangular (Figura 2.8) cujo ciclo de conversão de energia se apresenta na figura 2.9, e que é descrito em duas etapas.

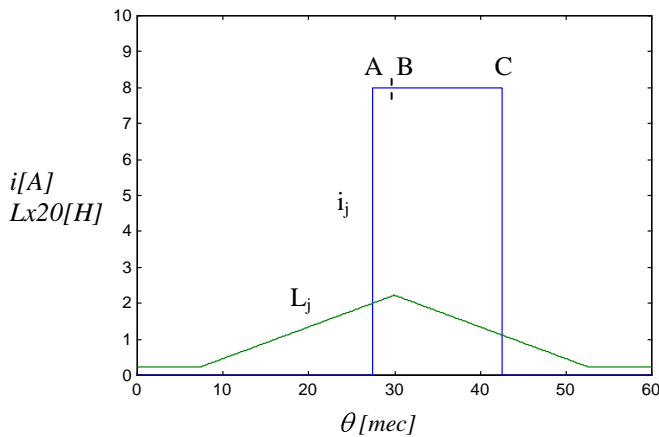


Figura 2.8 – Forma de onda da corrente estilizada

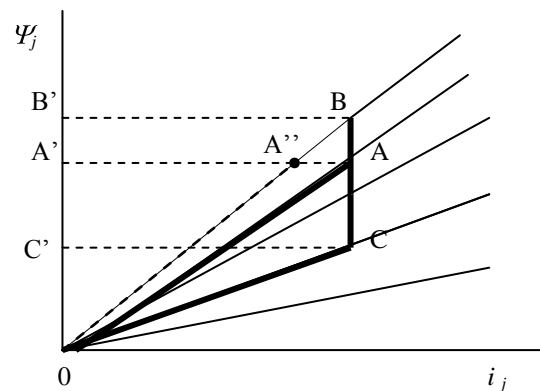


Figura 2.9 – Ciclo de conversão de energia

A primeira inicia-se com a excitação da fase (início do período de magnetização): a corrente sofre uma variação abrupta e atinge, instantaneamente, o seu valor de patamar (A) para determinada posição do rotor $\theta = \theta_{on}$. Depois de um deslocamento do rotor de A para B, realizada a corrente constante, o fluxo magnético ligado à fase atinge o valor máximo, correspondendo ao maior armazenamento de energia magnética no campo quantificada por $\Delta W_m^1 = 0BB'$. A energia cedida pelo conversor é obtida pela área $\Delta W_e^1 = 0ABB'$. A segunda etapa inicia-se em B e termina em 0, passando por C. Entre B e C, ocorre a desmagnetização da fase, realizada a corrente constante, correspondendo a uma diminuição da energia magnética armazenada no campo. Esta energia é libertada, sendo transferida para o conversor. A

energia trocada com o conversor é apresentada, agora, como uma variação negativa e é determinada pela expressão $\Delta W_e^2 = -OCBB'$. A variação de energia magnética associada ao campo é expressa por $\Delta W_m^2 = -OBB'$.

Ao fim de um ciclo elétrico, a energia final trocada com o conversor e a energia associada ao campo são dadas por:

$$\Delta W_e = \Delta W_e^1 + \Delta W_e^2 = OABB' - OCBB' = -OAC ;$$

$$\Delta W_m = \Delta W_m^1 + \Delta W_m^2 = OBB' - OBB' = 0.$$

A energia mecânica no sistema resulta da diferença entre a energia trocada com o conversor e a energia associada ao campo magnético: $\Delta W_{mec} = \Delta W_e - \Delta W_m = -OAC$.

Em última análise, a energia disponível num ciclo (tantos quantos os números de fases), não considerando perdas, é assim igual à energia mecânica que o sistema deve receber do exterior, i.e., $A_\tau = |\Delta W_{mec}|$.

2.3 ASPETOS CONSTRUTIVOS DO GERC

2.3.1 Introdução

No desenho dos GERC, perfilam-se pelo menos dois caminhos que podem ser seguidos: escolher o número de polos do rotor e do estator para um número pré-definido de polos por fase ou, alternativamente, fixar o número de saliências do estator e o número de fases e variar o número de saliências do rotor. Nesse sentido, é importante estabelecer previamente critérios que nos conduzam à melhor decisão de qual o número de saliências polares do estator e do rotor a adotar. Como critérios de decisão, Mueller (2005) refere quatro: binário por unidade de massa, fator de penalização da excitação, requisitos de potência do conversor e rendimento. Estes critérios são sustentados em parâmetros já definidos por Miller (1993) e Liu e Stiebler (1995).

Uma limitação subjacente ao universo das máquinas de relutância com comutação eletrônica é o *ripple* associado ao binário desenvolvido. A redução do *ripple* de binário constitui assim outro critério a considerar na escolha do número de saliências do GERC para as aplicações eólicas. A análise efetuada em &2.3.3. permite comparar desenhos das MERC e aferir da sua capacidade para minimizar o *ripple* no binário, baseando-se unicamente em aspetos construtivos e de ordem geométrica do desenho da máquina. Estes critérios têm por domínio de validade as máquinas de relutância regulares, que se apresentam como estruturas simétricas em relação a qualquer eixo interpolar do rotor, com as saliências igualmente espaçadas entre si, e tal que o desenho respeite a igualdade entre os arcos dos polos e das ranhuras no estator (figura. 2.10).

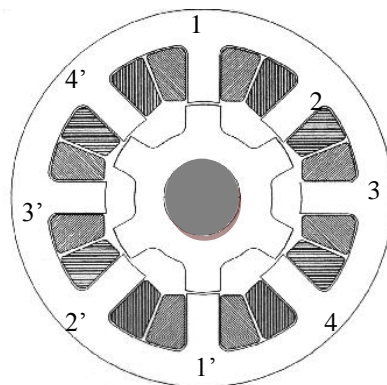


Figura 2.10 – Exemplo de uma MERC 8/6 regular (4 fases).

2.3.2 Critérios para atenuação do *ripple* de binário

Os critérios que se pretendem apresentar assentam numa metodologia que utiliza o perfil de indutâncias estilizado por argumentos de simplicidade analítica e que requer o uso de parâmetros e simbologia usualmente utilizada no âmbito de trabalhos de investigação das MERC:

m – N° de circuitos bobinados ou fases;

N_S – N° de polos do estator;

N_R – N° de polos do rotor;

τ_R – passo polar;

ε – ângulo de defasamento entre curvas de indutâncias de fases contíguas;

β_R e β_S – arcos polares do rotor e do estator.

Recorda-se que a zona de binário disponível em regime gerador é caracterizada pela derivada posicional da indutância ser negativa - trecho descendente do perfil estilizado -, podendo ser estimada pelo valor do menor arco de dois polos sobrepostos. Por conseguinte, nas máquinas do tipo regular, que satisfaçam as condições construtivas $N_S > N_R$ e $\beta_R \geq \beta_S$, a zona de binário disponível corresponde ao arco polar do estator, β_S , cujo valor é aproximado a $\frac{\pi}{N_S}$.

Para magnetizar as saliências do estator e do rotor, admitem-se formas de onda de corrente retangulares impostas sequencialmente nos circuitos bobinados do estator. Tendo por objetivo inferir um critério mais geral no domínio das máquinas regulares, analisam-se alguns casos particulares de MERC, no que concerne ao tipo de binário desenvolvido.

Uma máquina de quatro pares de polos no estator, configuração 8/6 (4 fases), caracterizada por $\beta_S=22.5^\circ$, $\varepsilon = 15^\circ$ e $\tau_R = 60^\circ$, disponibiliza um ângulo de margem (δ_m) de $7,5^\circ$ na zona de binário disponível. Na figura 2.11, são representados as indutâncias e os ângulos característicos associados à máquina 8/6. O ângulo de margem é calculado pela expressão $\delta_m = \beta_S - \varepsilon$.

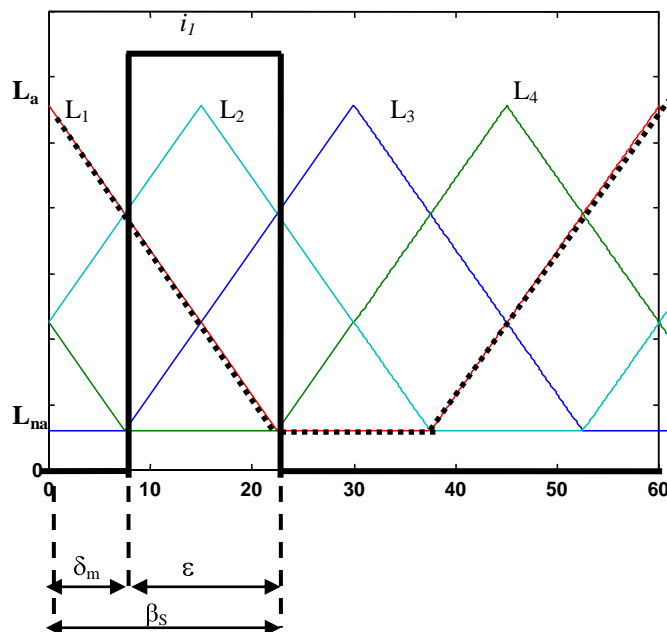


Figura 2.11 - Zona de binário disponível, numa MERC 8/6, com perfis de indutância e formas de onda de corrente estilizadas

A presença de um ângulo de margem, com um valor aceitável, permite a permanência de corrente, em simultâneo, em fases contíguas, tendo por objetivos a redução do *ripple* no binário e o controlo da sobretensão nas fases (depende de di/dt) por modelização das correntes que conduzem ao estabelecimento e extinção das correntes a impor nos mesmos.

Numa máquina de três fases, configuração 6/4, com os parâmetros $\beta_S = 30^\circ$, $\varepsilon = 30^\circ$ e $\tau_R = 90^\circ$ (figura. 2.12), a ausência de ângulo de margem (ε é, neste caso, igual ao arco polar do estator, β_S) limita a uma o número de fases que contribuem para o binário resultante em cada passo polar, impedindo o controlo do *ripple* e da sobretensão pela composição das correntes.

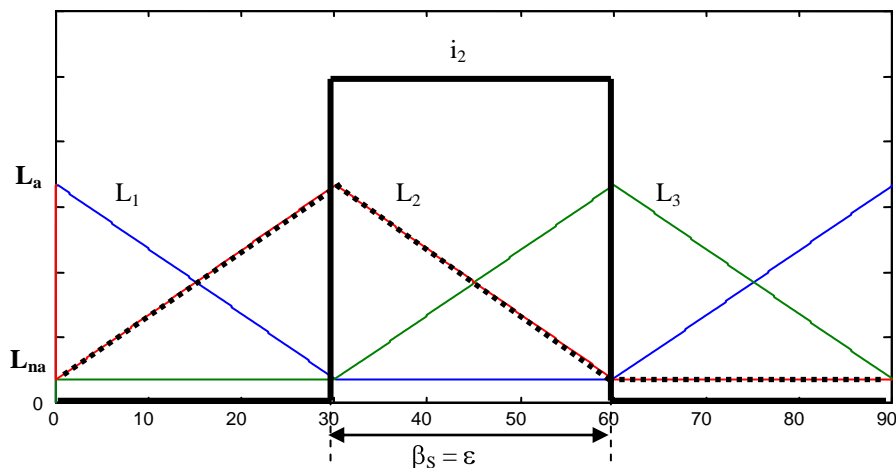


Figura 2.12 - Zona de binário disponível numa MERC 6/4

No limite, para formas de onda retangulares, consegue-se obter binário constante a par de sobretensões infinitas ($\frac{di}{dt} \rightarrow \infty$). Assim, a sobretensão apenas pode ser minimizada se diminuirmos o intervalo de permanência de corrente no circuito para valores inferiores a ε e alterarmos o declive das rampas de estabelecimento e extinção da corrente. Como contrapartida, provoca-se um aumento de *ripple* no binário e a conseqüente redução do binário médio desenvolvido pela máquina. Os mesmos comentários aplicam-se à máquina 12/8, de igual número de circuitos bobinados da 6/4, com $\tau_R = 45^\circ$ (figura. 2.13).

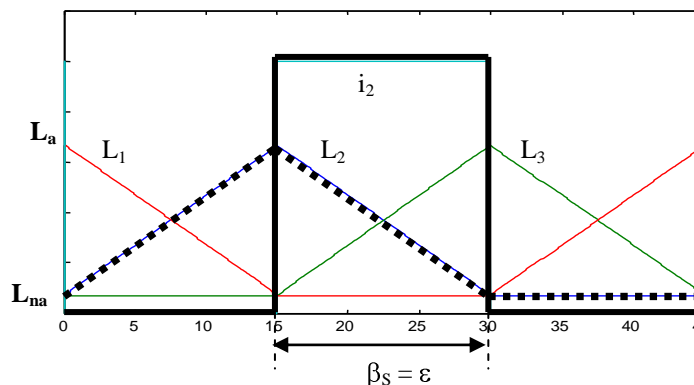


Figura 2.13 - Zona de binário disponível numa MERC com três fases de configuração 12/8, afim da 6/4 (multiplicidade 2)

A máquina de seis fases 12/10 (figura. 2.14) permite a imposição de corrente simultaneamente em três fases na zona do binário disponível. No entanto, a utilização de duas fases permite um tratamento mais simples da forma de onda de corrente que satisfaça o compromisso com o desenvolvimento de um binário com *ripple* mínimo e a limitação dos valores de sobretensão.

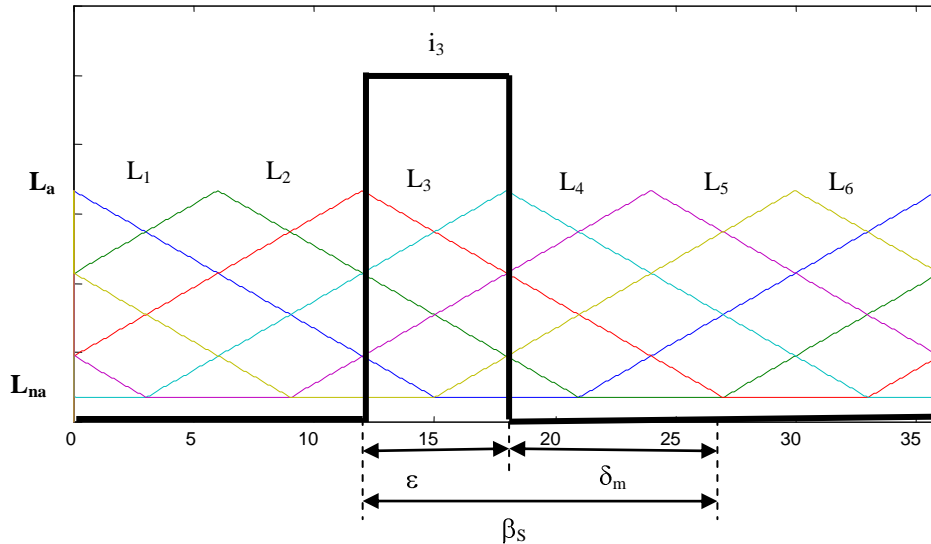


Figura 2.14 – Zona de binário disponível numa MERC 12/10 (seis fases)

É possível estabelecer uma condição, baseada em aspetos construtivos, que avalie a capacidade da máquina relativamente às características potenciais para poder minimizar o *ripple* do binário. Assim, para configurações construtivas regulares, cujo desenho respeite a igualdade entre arcos polares e ranhuras no estator e ainda verifiquem a relação entre arcos polares $\beta_R \geq \beta_S$, o ângulo de margem positivo é condição necessária para obter um binário aproximadamente constante. A relação (2.12) traduz essa condição.

$$\beta_S > \varepsilon \quad (2.12)$$

Nas configurações do tipo regular, o ângulo de desfasamento pode ser dado em função do número de polos do rotor e do número de circuitos bobinados presentes (m , número de fases), como se apresenta na expressão (2.13).

$$\varepsilon = \frac{2\pi}{mN_R} \quad (2.13)$$

Por conseguinte, a relação (2.14) ou, de uma forma mais simplificada, a relação (2.15), traduz a condição necessária de desenho a que deve obedecer a máquina de relutância, para poder evitar o

desenvolvimento de um binário pulsatório, em conjugação com formas de onda de corrente adequadas para o efeito.

$$\frac{\pi}{N_S} > \frac{2\pi}{mN_R} \quad (2.14)$$

$$N_R > \frac{2N_S}{m} \quad (2.15)$$

No caso de a fase estar associada a um único par de polos do estator, verifica-se que $\frac{N_S}{m} = 2$, logo, a expressão anterior toma a forma de (2.16).

$$N_R > 4 \quad (2.16)$$

Generalizando, para uma fase associada a p pares de polos do estator, $\frac{N_S}{m} = 2p$, a expressão anterior toma a forma de (2.17). O parâmetro p representa o número de pares de polos úteis por circuito, isto é, pares de polos do estator que apresentam uma contribuição positiva para o binário resultante.

$$N_R > 4p \quad (2.17)$$

Nesta condição (2.17), há, ainda, que impor uma restrição (2.18) para evitar que os polos do rotor estejam alinhados simultaneamente na mesma posição, impedindo assim o surgimento de cavas no binário devido a zonas de binário nulo.

$$N_R \neq \frac{N_S}{2} \quad (2.18)$$

Ainda assim, reitera-se que a seleção de máquinas de relutância por critérios de redução de *ripple*, com base nas relações encontradas, só é válida para máquinas regulares em que $N_S > N_R$, cujos arcos obedecem à relação $\beta_R \geq \beta_S$ e se verifica a igualdade de arcos no estator (polos e ranhuras). Outras configurações construtivas que não respeitem estas condições devem ser tratadas individualmente no sentido de avaliar a sua capacidade efetiva de contornar o problema do binário pulsatório.

Com base nas considerações efetuadas, elaborou-se a tabela 2.I que enumera algumas configurações construtivas de máquinas regulares, analisadas à luz do critério estabelecido por (2.18), indicando-se os aspetos construtivos que condicionam a presença de *ripple* no binário.

Tabela 2.I – Classificação das máquinas segundo critérios de qualidade de binário

MERC	m	N _S	N _R	ϵ	p	Tipo de binário desenvolvido
6/4	3	6	4	30	1	Não evitam o binário pulsatório
12/8	3	12	8	15	2	
8/6	4	8	6	15	1	Permitem controlar o <i>ripple</i> do binário
10/8	5	10	8	9	1	
12/10	6	12	10	6	1	
14/12	7	14	12	4,29	1	

Em face dos critérios de avaliação expostos, pode inferir-se que, dentro do universo das máquinas de relutância do tipo regular, aquelas que apresentam um número de fases superior a quatro reúnem as melhores características do ponto de vista do binário desenvolvido. Pode-se concluir, ainda, que um número de saliências polares muito elevado não é, por si só, suficiente para reduzir o *ripple* de binário, como se comprovou com as máquinas de 3 fases de configuração 12/8 (e outras afins de multiplicidade crescente não analisadas aqui, como a 18/12 e a 24/16).

2.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo abordam-se alguns aspetos particulares do funcionamento e do processo de conversão de energia das MERC no regime gerador. Nesse contexto, revisitaram-se alguns modelos e metodologias de análise do regime dinâmico desta máquina e interpretaram-se os respetivos comportamentos. Neste domínio, destacou-se a metodologia dos ciclos de conversão de energia como “ferramenta” de análise no regime gerador pela sua relevância na estimativa de valores médios de potência.

Foram ainda estabelecidos critérios de cariz geométrico tendo em conta a qualidade de binário e a minimização do respetivo *ripple*.

Os aspetos construtivos mereceram uma especial atenção, dada a importância dos circuitos magnéticos no bom desempenho do conversor, sobretudo a sua influência sobre a distribuição da Fmm.

A discussão da configuração do circuito magnético destas máquinas abre caminhos para a pesquisa de novos paradigmas construtivos. De facto, as relações físicas, e portanto naturais, que se estabelecem neste tipo de máquina entre o circuito magnético e o circuito elétrico e o seu posicionamento relativo, determinam por si só relações funcionais. A tentativa de transcender essas relações funcionais que habitualmente condicionam as características e o desempenho das topologias de MERC é o desafio que se propõe no capítulo seguinte.

Capítulo 3

Análise Dimensional de Topologias Construtivas da MERC com Modelos de Escala

Resumo: Na primeira parte deste capítulo, são apresentadas as leis de semelhança aplicadas à MERC e enquadradas nos objetivos e no domínio de investigação delineados – aplicação como gerador de baixas velocidades. Numa segunda parte, com base nos modelos de escala, são comparadas várias soluções construtivas de MERC e, por fim, é proposta uma topologia que satisfaz o compromisso das condições determinadas pelas baixas velocidades.

3.1 INTRODUÇÃO

Os projetos de MERC concebidas para o funcionamento como geradores de baixas velocidades apontam geralmente para um número significativo de polos. Contudo, esta exigência de mais polos levanta condicionalismos de ordem prática ao nível das dimensões do protótipo a construir e, por consequência, custos acrescidos, particularmente quando se trata de máquinas instaladas a elevadas alturas que caracterizam atualmente os aproveitamentos eólicos. Apesar de existir uma grande diversidade de soluções construtivas diferenciadas pelas características dos circuitos elétrico e magnético e do seu posicionamento relativo, há constrangimentos intrínsecos a este tipo de conversores que condicionam as suas dimensões e os seus desempenhos. Neste contexto, procurou-se encontrar uma topologia de MERC orientada para um novo paradigma que estabelecesse um compromisso entre o número de polos, dimensões e desempenho da máquina. Para esse efeito, interessa ter presente o tipo de constrangimentos inerentes a estes conversores eletromecânicos, no sentido de escolher uma ferramenta de análise adaptada à comparação e seleção de topologias, diferenciando-os em constrangimentos físicos e constrangimentos associados aos materiais. Os primeiros, de natureza física, traduzem-se em relações impostas pelas características do circuito magnético e elétrico e do posicionamento entre si; os segundos referem-se aos materiais, nomeadamente, constrangimentos impostos por limites de ordem prática dos materiais magnéticos e dos materiais isolantes. De facto, o constrangimento prático de fixar a indução magnética corresponde a um limite imposto pela saturação dos materiais magnéticos e a um bom aproveitamento das suas características. Por outro lado, fixar a variação de temperatura corresponde a prevenir a deterioração prematura das propriedades do isolamento e o encurtamento de forma significativa da vida útil do equipamento.

Relativamente aos constrangimentos físicos nos conversores eletromecânicos, cujo funcionamento é baseado nas propriedades do campo magnético, existe um fator de escala implícito na relação que envolve as dimensões características dos circuitos elétrico e magnético. A ligação entre esses circuitos, traduzida pela lei de Ampère, está na origem do constrangimento físico em causa. São de considerar, ainda, variáveis como a potência do conversor, as perdas, o peso e a própria temperatura porque condicionam igualmente o projeto da máquina. As relações que se estabelecem entre algumas dessas variáveis e as dimensões do conversor eletromecânico facilitam a estimativa de certas características dimensionais dos conversores. Tendo em mente o projeto da máquina orientado para uma construção com uma alteração à escala, adotaram-se, neste trabalho, modelos assentes em leis de semelhança (Jufer, 2010). Com estes modelos de escala, comparam-se características e parâmetros de topologias de MERC idênticas nas suas formas, mas de dimensões geométricas proporcionais.

Neste capítulo, começa-se por formular as leis de semelhança (ou escala) aplicadas à MERC, respeitando critérios impostos por constrangimentos físicos e dos materiais, e, no seguimento, comparam-se e discutem-se topologias monobloco e modulares com base nos modelos de escala.

3.2 LEIS DE SEMELHANÇA - ANÁLISE COMPARATIVA DE TOPOLOGIAS MERC POR CRITÉRIOS DE ESCALA

Na MERC, à semelhança da generalidade dos conversores eletromecânicos que têm na sua génese o campo magnético, a ligação do circuito elétrico com o circuito magnético traduz-se pela lei de Ampère na forma da equação (3.1), onde H é o campo de excitação magnética e ds e dS são elementos de linha e de superfície, respetivamente. Assumindo, para efeitos comparativos, que o projeto da máquina é orientado para uma construção com uma alteração de escala, a equação anterior pode ser expressa na forma de uma relação de proporcionalidade (3.2), onde l representa uma dimensão linear característica (Dente, 2007/2008a). Sendo na MERC o circuito magnético excitado por correntes, existe, entre este e o circuito elétrico, um fator de escala nas suas dimensões lineares que se reflete também na relação de densidades de fluxo e de corrente, B/J . Como se verá a seguir, essa relação conduz a alterações significativas nas características e no desempenho das MERC.

$$\oint_{\sigma} H ds = \int_{S_{\sigma}} J dS \quad (3.1)$$

$$B \propto J l \quad (3.2)$$

3.2.1 Considerações sobre baixas velocidades à luz das leis de escala

Considera-se, neste estudo, uma MERC clássica ou de estrutura regular aquela em que o rotor e o estator são simétricos em relação a um qualquer eixo interpolar do rotor, com as saliências igualmente espaçadas entre si, de modo que o desenho respeite a igualdade entre os arcos polares e as ranhuras no estator.

Nas MERC clássicas, o fluxo ligado ψ por fase apresenta um comportamento não linear traduzido por (3.3), sendo uma função da corrente e da posição angular do rotor. Pode-se assim escrever, desprezando a queda de tensão resistiva associada ao enrolamento, a equação que rege a tensão numa fase da máquina, conforme (3.4).

$$\psi(i, \theta) \quad (3.3)$$

$$u \cong \frac{d\psi}{dt} \quad (3.4)$$

As formas de onda do fluxo ligado e da tensão na fase, que se representam na figura. 3.1 para o regime gerador de uma máquina não-saturada, podem ser descritas por uma série de Fourier, compreendendo uma harmónica fundamental de maior amplitude e um conjunto de harmónicas de amplitudes menores que, para efeito desta análise, se desprezam.

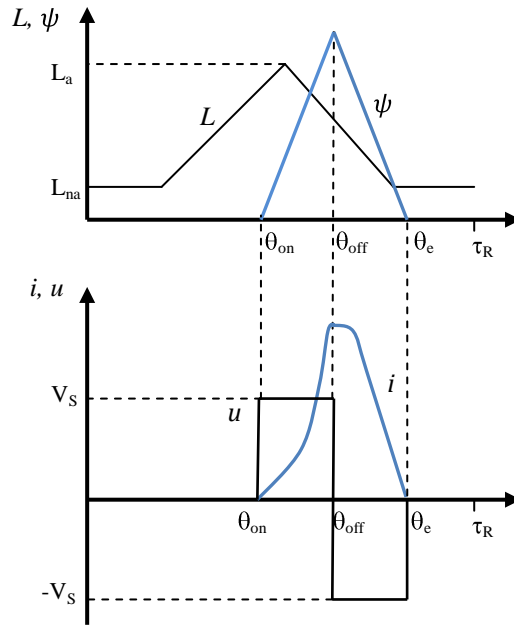


Figura 3.1- Perfil de indutâncias estilizado e formas de onda de fluxo ligado, tensão e corrente de fase em regime gerador

Por facilitar a formulação das leis de escala, a relação anterior é apresentada em termos de valores máximos das respectivas componentes fundamentais, como se indica em (3.5), onde ω_f é a frequência angular do fluxo nos polos do estator.

$$U \cong \omega_f \Psi \quad (3.5)$$

Por outro lado, a frequência angular do fluxo nos polos do estator é proporcional à velocidade angular do rotor ω sendo expressa por

$$\omega_f = N_R \omega \quad (3.6)$$

onde N_R é o número de polos do rotor.

Invocando a relação de proporcionalidade da potência com o produto da tensão pela corrente, o número de fases, m , e o número de pares de polos do estator, p , envolvidos na conversão num passo polar por fase, obtém-se a relação (3.7), onde se destacam as expressões do fluxo ligado e da corrente de fase.

$$P_N \propto mpUI \propto mp\omega_f \Psi I \quad \Psi = \int_S \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} dS \quad I = \int_{S'} \mathbf{J} \cdot \mathbf{n} dS \quad (3.7)$$

Em termos de análise dimensional, Ψ e I podem-se expressar por (3.8) e (3.9). Considerando uma MERC regular com m fases, infere-se a relação genérica da potência nominal conforme (3.10).

$$\Psi \propto Bl^2 \quad (3.8)$$

$$I \propto Jl^2 \quad (3.9)$$

$$P_N \propto mpN_R \omega B J l^4 \quad (3.10)$$

Note-se que o critério adotado de seleção das variáveis que se explicitam nas leis de escala procede necessariamente das características e parâmetros considerados relevantes para a análise de topologias que se pretende realizar. No caso presente da aplicação da MERC às baixas velocidades, os constrangimentos associados aos materiais impostos pela saturação magnética e temperatura dos materiais obrigam a um número significativo de polos no rotor (N_R). A opção por um número pequeno de polos, sem considerar os constrangimentos dos materiais no projeto da máquina, conduziria a valores elevados de corrente de fase com consequências indesejadas sobre as perdas no cobre e sobre a preservação das propriedades dos materiais isoladores. Conhecendo-se as variáveis relevantes do projeto da máquina e as suas relações, deve-se estabelecer um compromisso envolvendo o número de polos, as dimensões relativas ao circuito elétrico e magnético e a densidade de corrente de fase. Para alcançar esse objetivo, algumas topologias de GERC com diferentes configurações e geometrias serão investigadas à luz das leis de semelhança.

3.2.2 Avaliação de um conversor constituído por várias unidades de MERC em série

Uma hipótese construtiva de um conversor eletromecânico de relutância comutada, que se pode colocar no início desta comparação topológica, consiste em associar várias unidades de MERC acopladas num sistema mono-axial, dispondo, assim, de um conversor modular (figura 3.2) em contraposição com um conversor monobloco clássico de maior dimensão.

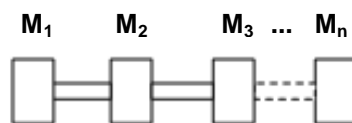


Figura 3.2 – Conversor com n unidades de MERC em série

Aparentemente com um rendimento global inferior à máquina clássica, a configuração modular pode-se justificar, numa primeira instância, por uma maior tolerância do conversor a defeitos e uma simplificação nas tarefas de montagem e manutenção do equipamento relativamente ao conversor clássico, conduzindo a uma eventual redução de custos.

A estratégia de construção modular pressupõe a repartição da potência nominal de uma máquina monobloco por n módulos ou unidades, permitindo estabelecer relações entre o número de módulos e dimensões dos conversores.

Até referência expressa que o contrarie, neste ponto e nos seguintes, considera-se a velocidade do rotor constante (ω *cte*), o número de fases (m *cte*) e o número de polos do rotor (N_R *cte*) iguais nos conversores que se comparam. Acresce a essas características um único par de polos por fase ($p = 1$).

Chegado a este ponto, depreende-se que, neste tipo de comparações à escala, existe um grau de liberdade para selecionar as variáveis elétricas B e J . Assim é, porque a relação indicada em (3.2), que traduz uma relação dimensional entre os circuitos elétrico e magnético através das densidades de fluxo e de corrente, B e J , permite expressar em termos proporcionais uma das variáveis relativamente à outra. Se adotarmos o critério que a indução magnética é fixada pelo constrangimento de ordem prática imposto pela saturação dos materiais magnéticos e o bom aproveitamento das suas características, a densidade de corrente seria inversamente proporcional a uma dimensão linear característica, como se indica em (3.11). Assumida e justificada a conveniência prática de substituir J em (3.10), pode-se escrever as seguintes relações de proporcionalidade indicativas das potências nominais, para o conversor monobloco, P , e para uma unidade do conversor modular, P_m , (3.12) e (3.13), respetivamente, e ainda a equação que as relaciona com o número de módulos, (3.14). Seguindo esta ordem de ideias a relação (3.15) respeita esse critério.

$$J \propto \frac{B}{l} \quad (3.11)$$

$$P \propto B^2 l^3 \quad (3.12)$$

$$P_m \propto B_m^2 l_m^3 \quad (3.13)$$

$$P_m = \frac{P}{n} \quad (3.14)$$

$$\frac{P_m}{P} \propto \left(\frac{l_m}{l}\right)^3 \quad (3.15)$$

Recuperando a equação (3.14), que garante que a potência de um conjunto de n máquinas iguala a de uma máquina monobloco (conversor padrão), assumida essa potência como valor de referência, imediatamente se estabelecem, para a dimensão normalizada das unidades modulares, relações de proporcionalidade envolvendo as potências e o número de unidades, como se indicam em (3.16) e (3.17).

$$l_m \propto l \left(\frac{P_m}{P}\right)^{1/3} \quad (3.16)$$

$$l_m \propto l \left(\frac{1}{n}\right)^{1/3} \quad (3.17)$$

Estas relações não vêm mais do que confirmar o que era de esperar à partida, i.e., que a dimensão linear característica de um módulo, construído à semelhança do conversor padrão, mas noutra escala geométrica, é tanto menor quanto maior for o número de módulos. Dito de outra forma, quanto maior a potência do conversor monobloco relativamente à potência de um módulo, maior é o fator de escala entre as dimensões de referência e do módulo, l/l_m .

Um outro constrangimento associado aos materiais, o da elevação da temperatura, será analisado mais à frente, em particular o seu efeito nas leis de escala.

3.2.3 Peso da MERC

Como em qualquer máquina, e a MERC não é exceção, o peso é relevante nos custos de construção, transporte e manutenção destes equipamentos.

Em particular, nas aplicações de energia eólica, o peso da máquina tem um valor acrescido, dada a instalação das máquinas a alturas progressivamente maiores de forma a satisfazer a tendência crescente de potência das turbinas. O peso do conversor eletromecânico condiciona geralmente a dinâmica de rotação do rotor da máquina através do momento de inércia, pelo que interessa estabelecer uma lei de escala para essa grandeza. Considera-se que o peso é proporcional ao volume ocupado pela máquina, assumindo à partida que os materiais utilizados na construção das várias unidades são idênticos aos do conversor padrão. Nesse sentido, o peso, M , é proporcional ao cubo de uma dimensão característica, como se indica em (3.18).

$$M \propto l^3 \quad (3.18)$$

A relação entre o peso total das várias unidades de um conversor modular, M_{mT} , e o peso de uma única máquina tida como conversor padrão é dada por (3.19).

$$\frac{M_{mT}}{M} \propto \frac{nl_m^3}{l^3} \propto n \quad (3.19)$$

No caso em que a densidade de fluxo (indução magnética) é constante, constata-se que a mesma potência é garantida sem prejuízo do peso, ou seja, o peso total dos módulos não é condicionado por qualquer fator de escala e é independente do número de unidades que se utilize. Note-se que o fator de escala está implícito na variável n , que define o número de módulos. É possível, ainda, estabelecer uma relação do peso com a potência nominal do conversor padrão, uma vez que a indução magnética constante permite escrever (3.20). Chega-se, assim, a uma relação de proporcionalidade direta entre o peso do conversor modular e essa potência nominal de referência, conforme se indica em (3.21).

$$P_N \propto l^3 \quad (3.20)$$

$$M_{mT} \propto P_N \quad (3.21)$$

A título de exemplo e para efeitos meramente comparativos (situação menos interessante do ponto de vista prático, por não contemplar o constrangimento magnético imposto pela saturação), no caso de se considerar constante a densidade de corrente, a estratégia modular é penalizante em termos de peso como se constata na relação (3.22). Este exemplo, conduz-nos agora a uma relação (3.23) que expressa a dependência do peso do conversor do número de módulos que o constitui.

$$\frac{M_{mT}}{M} \propto n^{2/5} \quad (3.22)$$

$$M_{mT} \propto n^{2/5} P_N^{3/5} \quad (3.23)$$

Na figura. 3.3, representa-se a variação do peso dos conversores para potências diferentes, mas com dimensões à escala admitindo duas situações distintas: densidade de fluxo constante ou densidade de corrente constante. Recorre-se aqui a uma escala logarítmica de modo a cobrir uma ampla gama de valores, mantendo perceptível a sua análise e facilitando a inspeção visual. Comparadas as duas situações, facilmente se constata um padrão comum: o peso do conversor é maior para potências crescentes. No entanto, ao contrário do que sucede com B constante, quando se fixa a densidade de corrente J , o peso não cresce na mesma proporção que a potência. Nessa condição, não havendo hipoteticamente limitações para o valor da indução magnética, no caso de uma máquina monobloco ($n=1$), o peso relativo é menor para grandes potências e maior nas pequenas potências. Este efeito promissor nas grandes potências vai-se diluindo para conversores com várias unidades (a partir de 5 já é bem perceptível), na medida em que cresce o número de módulos e consequentemente o peso global. Resta discernir que tipo de material, ferro ou cobre, contribui mais significativamente para a variação do peso do conversor à medida que a potência cresce. Essa diferenciação será posteriormente apresentada na subsecção &3.2.6.

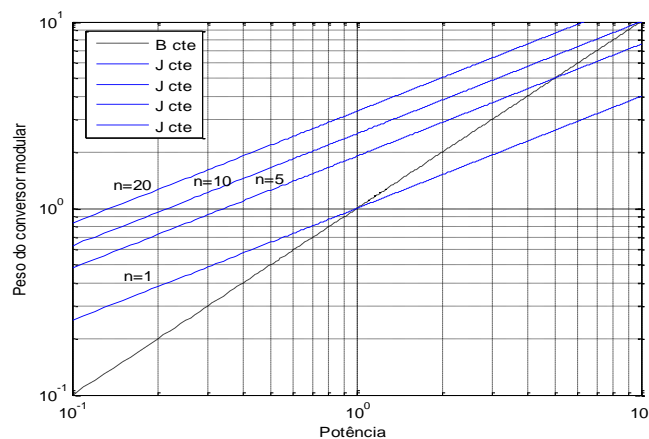


Figura 3.3 - Valores normalizados do peso, com densidade constante de fluxo ou de corrente para diferente número de módulos

3.2.4 Perdas e rendimento

Consideram-se numa primeira análise somente as perdas por efeito de Joule. A potência de Joule resulta da integração em volume de uma densidade de potência \hat{p}_J dada por (3.24), em que a densidade de corrente elétrica J é descrita por uma população de portadores de carga livre com densidade de carga em volume ρ que se move com velocidade v . Chega-se assim à relação (3.25) recorrendo à lei de ohm na forma local.

$$\hat{p}_J = \rho \mathbf{E} \bullet \mathbf{v} = \mathbf{E} \bullet \rho \mathbf{v} = \mathbf{E} \bullet \mathbf{J} \quad (3.24)$$

$$P_J = \int_V \mathbf{E} \bullet \mathbf{J} dV = \int_V \frac{J^2}{\sigma_c} dV \quad J = \sigma_c \mathbf{E} \quad (3.25)$$

A lei de semelhança para as perdas por efeito de Joule, contabilizando as m fases, é finalmente dada por (3.26), para um mesmo material condutor. Considerando a densidade de fluxo constante, pode-se escrever a relação (3.27).

$$P_J \propto m J^2 l^3 \quad (3.26)$$

$$\frac{P_{Jm}}{P_J} \propto \frac{m J_m^2 l_m^3}{m J^2 l^3} \propto \frac{l_m}{l} \quad (3.27)$$

Para garantir a condição de igualdade de potência, voltamos a (3.17) e facilmente se chega à relação (3.28) que, por si só, penaliza as perdas totais por efeito de Joule do conjunto de módulos relativamente à opção monobloco, como é evidente na figura.3.4.

$$P_{Jm_T} \propto n^{2/3} P_J \propto n^{2/3} P_N^{1/3} \quad (3.28)$$

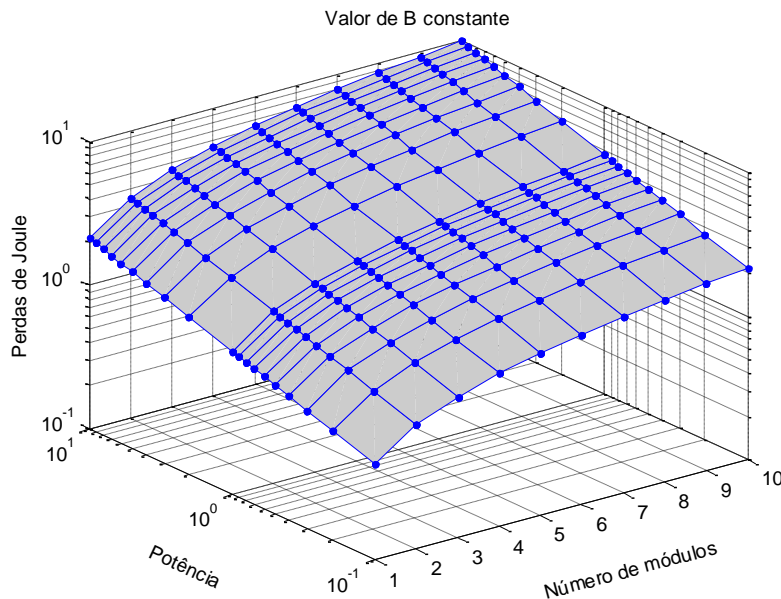


Figura 3.4 – Valores normalizados das perdas de Joule para conversores com MERC modulares à escala

Constata-se que as perdas totais por efeito de Joule no conversor modular são maiores que as da opção monobloco e, obviamente, o rendimento deverá refletir essa variação. Para fazer esta verificação, admita-se que a relação entre perdas no ferro e nos condutores se mantém constante. Assumindo essa hipótese, a relação do “rendimento” num conversor em regime nominal simplifica-se e apresenta-se na forma de (3.29).

$$\eta \cong \frac{1}{1 + \frac{P_J}{P_N}} \quad (3.29)$$

No caso de termos o conversor com n unidades, facilmente se constata que o “rendimento” do conjunto diminui à medida que o número de módulos aumenta como se infere da relação (3.30).

$$\eta_{m_T} \cong \frac{1}{1 + \frac{P_{Jm_T}}{P_N}} \cong \frac{1}{1 + \frac{n^{2/3}P_J}{P_N}} \quad (3.30)$$

Se considerarmos que, na máquina monobloco, as perdas por efeito de Joule são uma fração da potência nominal, pode representar-se o andamento do “rendimento” do conversor de n unidades comparativamente ao primeiro, conforme se representa na figura. 3.5.

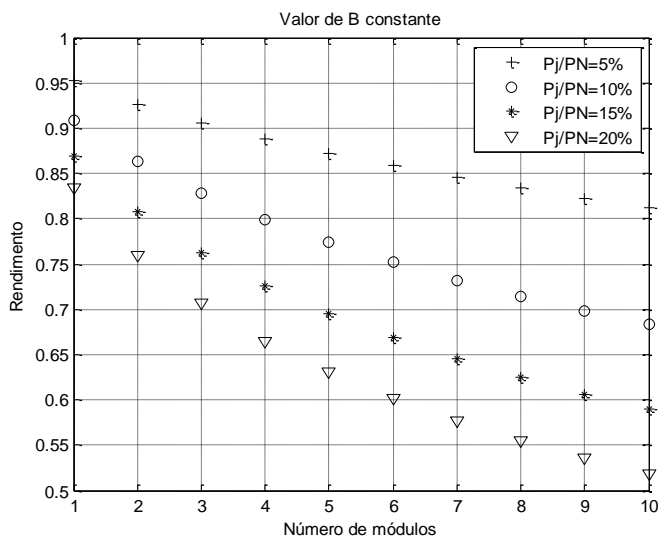


Figura 3.5 – Variação do “rendimento” do conjunto de unidades MERC à escala para diferentes frações de perdas de Joule

Para valores crescentes da fração de perdas, acentua-se o efeito penalizante sobre o “rendimento” do conversor modular. Nestas circunstâncias, a opção por uma solução modular com uma quebra de “rendimento” inferior a 10 % só seria conseguida para um número de módulos não maior que 3 e para a fração de perdas relativas não superior a 10%. É, portanto, evidente que há duas condições que limitam o “rendimento” do conversor modular, que consistem no número de módulos e na fração de perdas por efeito de Joule nos condutores. Implicitamente, estes dois fatores estão ligados à potência

da máquina e à temperatura admissível nos condutores, como veremos no ponto seguinte, e confirma o que já se previa: os conversores de maior potência por módulo (conversores com número reduzido de módulos) são os que apresentam rendimentos mais elevados, ou de forma equivalente, apresentam menores perdas relativas.

Outra forma de avaliar o resultado das perdas por efeito de Joule no rendimento consiste em deduzir uma relação destas com a potência do conversor. Sendo assim, as perdas de Joule relativas são dadas, para o conversor monobloco, por (3.31), em que se admite a densidade de fluxo constante para aproveitar integralmente as capacidades do ferro. Nestas circunstâncias a potência do conversor relaciona-se com a respetiva dimensão característica linear através de (3.32).

$$\frac{P_J}{P_N} \propto \frac{mJ^2l^3}{mN_R\omega B J l^4} \propto \frac{J}{N_R\omega B l} \propto \frac{1}{N_R\omega l^2} \quad (3.31)$$

$$P_N \propto l^3 \quad (3.32)$$

Finalmente, as perdas relativas para o conversor modular podem ser escritas conforme (3.33), cujo andamento se apresenta na figura 3.6. Esta relação dá, em termos relativos, uma indicação mais abrangente, porque evidencia a relação das perdas com a potência e o número de módulos que constituem o conversor, e que doravante será a preferida para efeitos da análise dimensional de topologias.

$$p_{Jr} \propto \frac{P_{JmT}}{P_N} \propto n^{2/3} P_N^{-2/3} \quad (3.33)$$

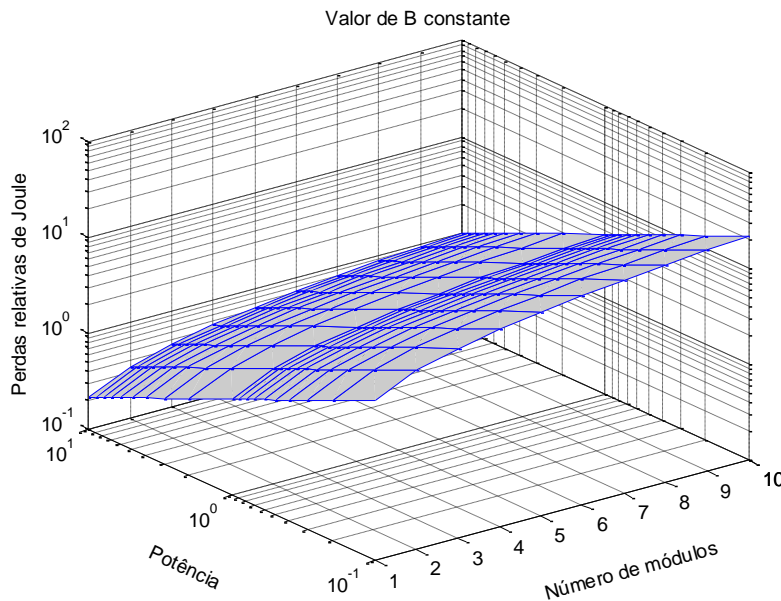


Figura 3.6 – Valores normalizados das perdas relativas de Joule para conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante

3.2.4.1 Nota sobre perdas no ferro

Ao processo de conversão de energia está sempre associado o aparecimento de perdas – fenómeno dissipativo – cuja origem reside, nomeadamente, em fenómenos eletromagnéticos, mecânicos e térmicos. Entre os fenómenos mais importantes que condicionam o projeto e o desempenho das máquinas elétricas, e esta não é exceção, contam-se os fenómenos térmicos em que a previsão das perdas no cobre e no ferro ganham um papel de destaque. Estas perdas são inerentes ao funcionamento do conversor eletromecânico ou são devidas a “imperfeições” dos materiais utilizados na sua construção. As perdas originam o aumento da energia interna dos materiais do conversor, sendo responsáveis pelo seu aquecimento. A maior inércia térmica do ferro, comparada com a do material condutor, e os limites impostos pelo material isolante, determinam que as perdas no ferro não sejam tão críticas no projeto do conversor. Não obstante, como nota adicional, apresentam-se aqui alguns aspetos particulares das perdas no ferro associadas à MERC.

É relativamente simples determinar as perdas no cobre destes conversores, no entanto, é bastante mais difícil calcular as perdas no ferro devido à presença de campos de indução magnética variáveis no tempo, periódicos, mas não sinusoidais, caracterizados por frequências diversas, quando a máquina funciona a velocidade constante. De facto, os troços magnéticos que constituem o núcleo do estator estão sujeitos a formas de onda de fluxo cujas características variam de troço para troço. A acrescentar a estas particularidades, junta-se o facto da forma de onda não sinusoidal de corrente ser dependente das condições de funcionamento. Como a máquina funciona em níveis de saturação diferentes, complica ainda mais a estimativa das perdas no ferro. Esta complexidade aumenta quanto maior for o número de fases (Krishnan, 2001).

A otimização do rendimento da MERC requer o conhecimento da origem dessas perdas na máquina e das relações que se estabelecem entre essas e as características do material laminado, dimensões da máquina e condições de excitação.

As perdas no circuito magnético da MERC repartem-se em perdas por histerese e perdas por correntes parasitas. Para reduzir as perdas no ferro devidas às correntes parasitas, o estator e o rotor são laminados.

Para qualquer das perdas referidas, a frequência do fluxo nos troços do núcleo do estator e o caminho que o fluxo percorre são determinantes na sua quantificação. Uma vez que a forma de onda é periódica, a análise de Fourier pode ser utilizada para calcular as perdas associadas a cada componente harmónica. Um método de cálculo aproximado das perdas no ferro, apresentado por Krishnan (Materu, Krishnan, 1992) e que assenta nessa análise, conclui que as perdas no ferro do estator são mais elevadas que no rotor, devido ao fluxo no núcleo do estator e à existência de harmónicas de ordem par e ímpar especialmente importantes nos polos do estator. Seguindo esses resultados e dando primazia

ao estator, para uma velocidade angular do rotor ω , a frequência do fluxo nos polos do estator determina-se por (3.34):

$$f_S = \left(\frac{\omega}{2\pi}\right) N_R \quad (3.34)$$

Quando se aumenta o número de polos do rotor, essa frequência cresce proporcionalmente e, conseqüentemente, as perdas no ferro são maiores para a mesma velocidade da máquina e a mesma densidade de fluxo. Obviamente que aplicações da MERC a baixas velocidades, que é o caso dos sistemas eólicos, permitem em parte atenuar o efeito do número de polos sobre as perdas no ferro.

Como a análise através de modelos de escala é comparativa, considera-se o caso teoricamente mais desfavorável em que se admite que a densidade de fluxo é igual em todos os troços do circuito magnético, tem um valor máximo B e caracteriza-se por uma frequência idêntica a f_S . Nestas circunstâncias, as perdas por histerese em todo o circuito magnético baseiam-se na relação empírica de Steinmetz, indicada por (3.35). Estas perdas por unidade de volume são proporcionais ao número de polos do rotor e a uma potência α de B , onde α é um expoente que se situa entre 1,5 e 2,5, dependendo do material utilizado.

$$P_H \propto N_R \omega B^\alpha l^3 \quad (3.35)$$

Para formular uma lei de escala para as perdas por correntes parasitas induzidas no circuito magnético e que são devidas ao efeito de Joule, recorre-se às dimensões das chapas empilhadas, nomeadamente, à espessura e , que se usam para diminuir essas mesmas perdas. Nestas condições, a Fem E , induzida em cada chapa magnética, e a resistência elétrica r , que lhe é inerente, determinam a escrita da relação (3.36), onde a fração l/e representa o número de chapas empilhadas. Introduzindo as alterações de escala na resistência e na Fem, obtém-se a relação de proporcionalidade (3.37).

$$P_F = \left(\frac{E^2}{r}\right) \frac{l}{e} \quad (3.36)$$

$$P_F \propto \frac{(N_R \omega B l e)^2}{\frac{l}{e}} \frac{l}{e} \propto (N_R \omega)^2 B^2 l^3 e^2 \quad (3.37)$$

Considerando a densidade de fluxo constante e fazendo uso da relação (3.17) pode-se escrever a relação de proporcionalidade (3.38) entre as perdas no ferro do conversor modular e as do conversor monobloco.

$$\frac{P_{FmT}}{P_F} = \frac{n P_{Fm}}{P_F} \propto \frac{n l_m^3}{l^3} \propto 1 \quad (3.38)$$

A relação do tipo cúbica das perdas no ferro com a dimensão linear característica conduz imediatamente a uma relação dessas perdas com a potência do conversor. No conversor monobloco verifica-se (3.39), donde se infere para o conversor modular a relação (3.40).

$$P_F \propto P_N \quad (3.39)$$

$$P_{FmT} \propto P_N \quad (3.40)$$

De igual modo, verifica-se que as perdas por histerese obedecem à mesma relação de proporcionalidade que as perdas por correntes parasitas, como se indica em (3.41). A figura.3.7 representa os valores normalizados à potência nominal das perdas no ferro para conversores modulares à escala. Para potências idênticas do conversor, as perdas no ferro são independentes do número de módulos, o que não penaliza o rendimento do conjunto.

$$P_{HmT} \propto P_N \quad (3.41)$$

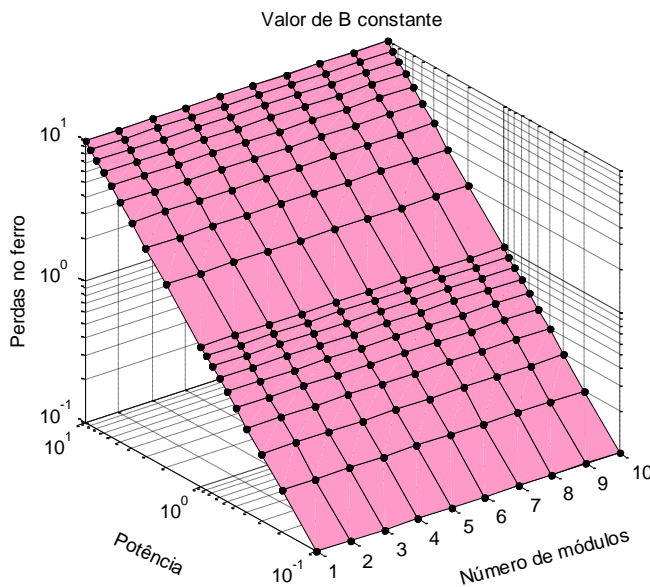


Figura 3.7 – Valores normalizados das perdas no ferro (por correntes parasitas, P_F e por histerese, P_h , com idêntico comportamento) para conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante

3.2.5 Constrangimento da elevação da temperatura

O compromisso que se estabelece entre a elevação da temperatura, resultante do aquecimento, e as temperaturas admissíveis nos materiais isolantes é determinante nos projetos de sistemas eletromecânicos, condicionando de forma decisiva o tempo de vida útil da máquina. Nesse contexto, para encontrar uma lei de escala em regime de equilíbrio térmico, admite-se que a variação de

temperatura pode ser expressa conforme (3.42), considerando, para o efeito, que a inércia térmica do material magnético do conversor é significativamente superior à inércia térmica dos condutores, pelo que se indexam as perdas globais às perdas por efeito de Joule nos condutores, onde h_e é um coeficiente de condução equivalente para todas as trocas de calor e A_e , a área equivalente da superfície de arrefecimento.

Seguindo o critério de conter a elevação da temperatura em limites aceitáveis ($\Delta\vartheta$ *cte*), a densidade de corrente obedece à relação (3.43), o que indica que a densidade de corrente nos condutores das MERC de maior potência (maior dimensão) deverá ser menor.

$$\Delta\vartheta \propto \frac{P_J}{h_e A_e} \propto \frac{mJ^2 l^3}{l^2} \propto J^2 l \quad (3.42)$$

$$J \propto \frac{1}{\sqrt{l}} \quad (3.43)$$

Chegando a este ponto, é possível verificar que há um ganho de escala no rendimento das MERC, ou seja, que máquinas de maior potência e com maior número de polos apresentam maior rendimento e, portanto, menores perdas relativas, conforme se constata através da relação (3.44). Na dedução dessa relação, admite-se que a densidade de fluxo se mantém constante, para aproveitar integralmente as capacidades do ferro, e considera-se a relação (3.43), para garantir que a temperatura não excede os valores limite.

$$P_r = \frac{P_J}{P_N} \propto \frac{mJ^2 l^3}{mN_R \omega B J l^4} \propto \frac{J}{N_R \omega B l} \propto \frac{1}{N_R \omega B l^{3/2}} \quad (3.44)$$

Convém realçar que os resultados obtidos, considerando apenas a densidade de fluxo constante, não viabilizavam por si só a construção do conversor, nomeadamente, porque a elevação da temperatura podia ultrapassar os valores admissíveis.

No caso de n módulos MERC, a variação total da temperatura do conjunto $\Delta\vartheta_{T_m}$ é maior devido ao efeito cumulativo. Contudo, este resultado pode ser pouco realista se atendermos à independência física dos módulos e às respetivas condições do ambiente circundante e de ventilação do conjunto. Utilizando a potência nominal e o número de módulos, infere-se a relação (3.46) a partir de (3.45).

$$\frac{\Delta\vartheta_{T_m}}{\Delta\vartheta} \propto \frac{nmJ_m^2 l_m}{mJ^2 l} \propto \frac{nl}{l_m} \propto n^{4/3} \quad (3.45)$$

$$\Delta\vartheta_{T_m} \propto \frac{n^{4/3}}{P_N^{1/3}} \quad (3.46)$$

Mais objetivo será o caso de $n=1$, mantendo a densidade de fluxo constante. A figura.3.8 mostra uma elevação de temperatura que decresce com a potência do conversor. Qualitativamente este resultado pode justificar-se pela preponderância das perdas nos condutores para conversores de pequena potência, onde o valor relativamente menor da superfície disponível para dissipar essas perdas origina o aumento da temperatura.

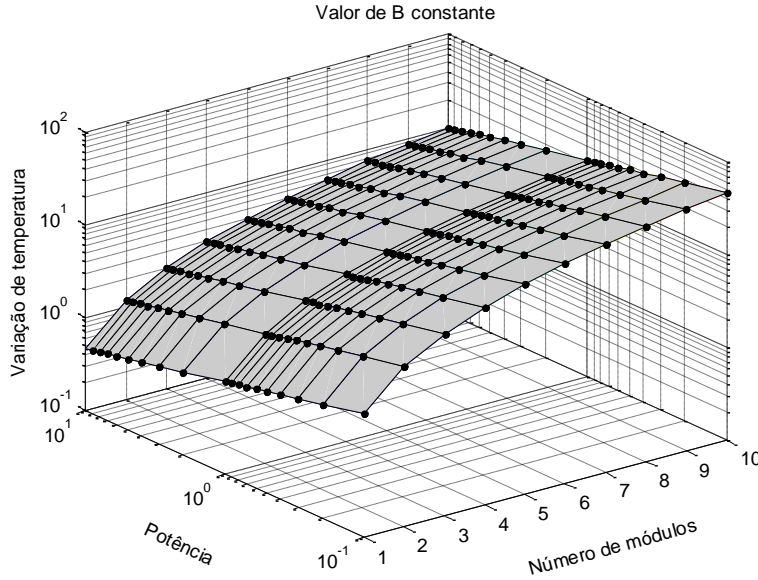


Figura 3. 8 – Variação relativa da temperatura em conversores à escala e em conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante

Introduzindo (3.43) na relação inicial deduzida para a potência (3.10), de modo a assegurar que a temperatura não excede valores limite, a potência dos módulos diminui, o que equivale a dizer que precisamos de mais módulos para atingir certa potência, como se indica na relação (3.47). Nas condições de temperatura controlada e densidade de fluxo constante, a relação normalizada das dimensões características dos conversores deixa de obedecer a (3.17) e passa a escrever-se conforme (3.48).

$$P_N \propto mN_R \omega B l^{7/2} \quad (3.47)$$

$$l_m \propto l \left(\frac{1}{n} \right)^{2/7} \quad (3.48)$$

As relações entre o peso do conjunto modular, peso do conversor monobloco e potência são, nessas circunstâncias, dadas por (3.49) e (3.50). Na figura. 3.9, apresenta-se o efeito da temperatura controlada relativamente à anterior (B constante, mas sem constrangimento de temperatura).

$$\frac{M_{mT}}{M} \propto \frac{n l_m^3}{l^3} \propto n^{1/7} \quad (3.49)$$

$$M_{mT} \propto n^{1/7} P_N^{6/7} \quad (3.50)$$

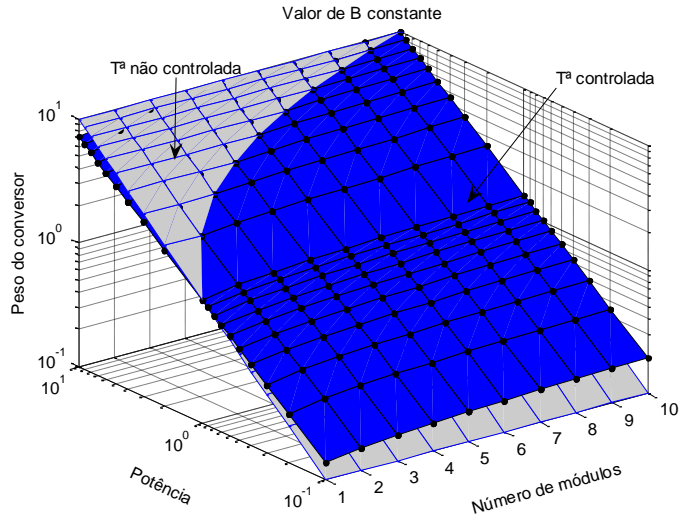


Figura 3.9 – Efeito da temperatura sobre o peso dos conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante

Conclui-se que o peso do conjunto das unidades MERC é maior que o peso de uma máquina monobloco em grande parte dos casos (área colorida na figura). No entanto, algumas combinações de potências mais altas com um número limitado de módulos tiram partido de uma redução de peso. Esse resultado justifica-se pela diminuição da potência nominal do conversor em termos relativos imposta por uma variação de temperatura limitada. Para as baixas potências, essa imposição tem um efeito contrário, já que obriga a aumentar as dimensões do material e consequentemente do peso para dissipar o calor resultante. Considerando agora o efeito do controlo da temperatura sobre as perdas por efeito de Joule e, previsivelmente, sobre o rendimento, interessa escrever as relações dessas perdas na forma de (3.51) e (3.52):

$$\frac{P_{Jm}}{P_J} \propto \frac{m J_m^2 l_m^3}{m J^2 l^3} \propto \frac{l_m^2}{l^2} \quad (3.51)$$

$$\frac{P_{JmT}}{P_J} \propto n^{3/7} \quad (3.52)$$

No caso de n unidades, as perdas relativas por efeito de Joule crescem à medida que o número de módulos aumenta, como se depreende da relação (3.53) e (3.54), construídas a partir de (3.51) e (3.52) e cujo andamento se mostra na figura. 3.10.

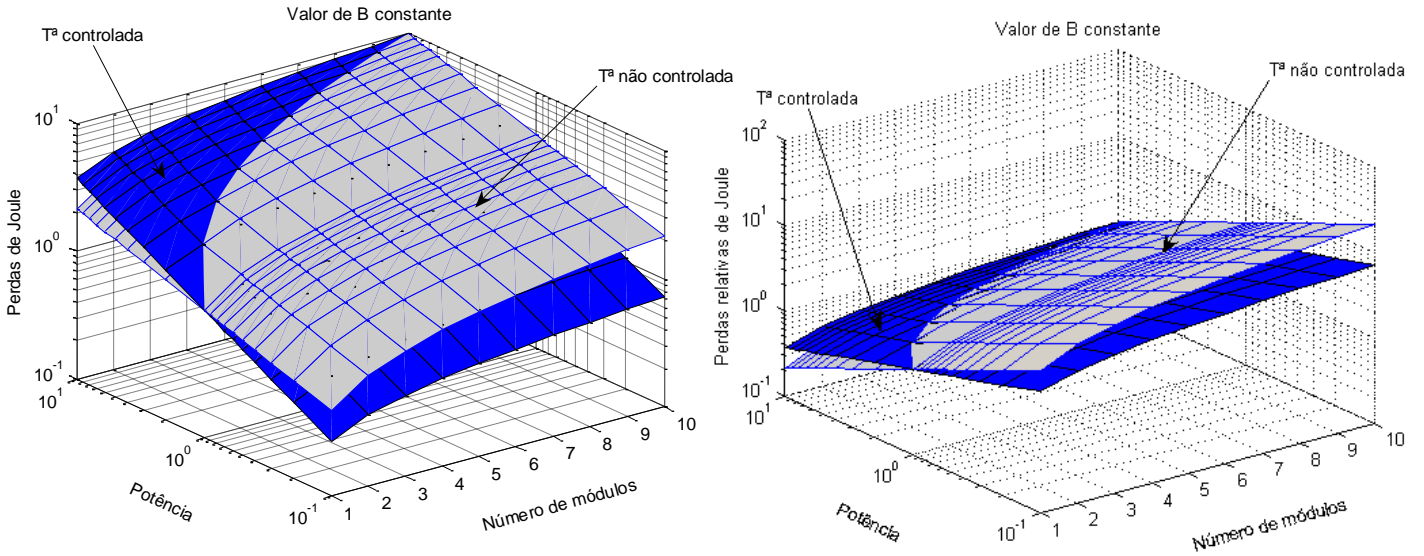


Figura 3.10 – Efeito da variação da temperatura sobre as perdas de Joule dos conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante

De facto, a densidade de corrente em cada módulo imposta pela elevação limitada de temperatura, expressa por (3.55) e representada na figura.3.11, revela que o rendimento é menos penalizado na gama das baixas potências devido à menor densidade de corrente nos módulos relativamente à situação inicial de B constante.

$$P_{Jm_T} \propto n^{3/7} P_N^{4/7} \quad (3.53)$$

$$P_{Jr} = \frac{P_{Jm_T}}{P_N} \propto n^{3/7} P_N^{-3/7} \quad (3.54)$$

$$J_m \propto n^{1/7} P_N^{-1/7} \quad (3.55)$$

Contextualizando ambas as figuras, começando pela última, a figura. 3.11 representa os valores da densidade de corrente que caracterizam os conversores com densidade de fluxo e variação de temperatura constantes. O comportamento que se verifica é consequência da densidade de corrente que assume valores mais elevados em sistemas de pequena potência, enquanto que, para sistemas de potência superior, a densidade de corrente diminui, o que se traduz num aumento de rendimento. Esta figura mostra, ainda, que, com a elevação de temperatura controlada, a densidade de corrente cresce menos, o que justifica evolução das perdas relativas apresentadas na figura. 3.10.

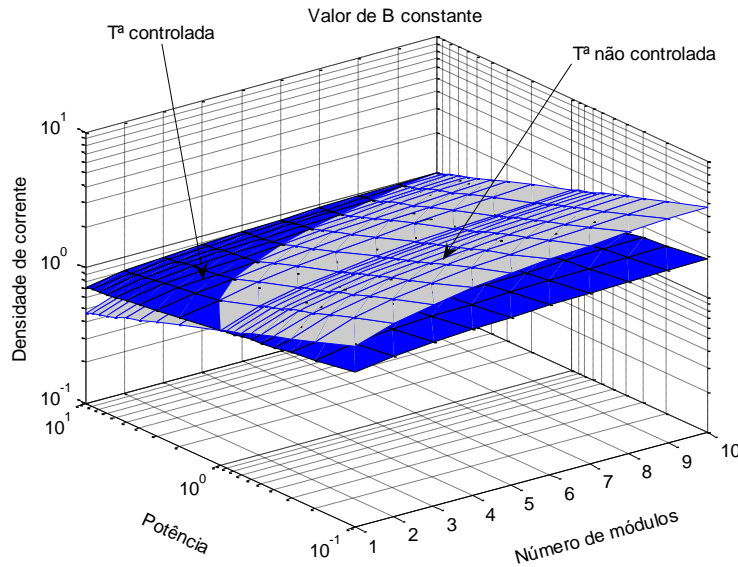


Figura 3. 11 – Efeito da variação de temperatura sobre a densidade de corrente dos módulos à escala, com densidade de fluxo constante

No entanto, é interessante verificar, comparativamente à situação descrita e assumindo somente a densidade de fluxo constante, que, para máquinas com maiores potências, continua a haver uma redução da densidade de corrente, mas com um ritmo inferior devido à imposição de um limite para a elevação da temperatura. Independentemente da potência das máquinas, o constrangimento da temperatura impõe assim andamentos mais moderados para a densidade de corrente, proporcionais a $1/\sqrt{l}$. Considerações da mesma natureza podem igualmente servir de argumento para as perdas no ferro, quanto ao número de módulos e potência do conversor – crescem ligeiramente com o número de módulos (zona colorida), mas diminuem para uma gama limitada de pequenas potências, melhorando neste caso o rendimento do conversor modular. Seguindo os passos que conduziram à lei de escala para as perdas no cobre, as perdas no ferro do conversor modular são indicadas pelas relações (3.56). A figura. 3.12 representa o efeito da variação constante de temperatura sobre as perdas no ferro. Assim, nas máquinas de menor potência inerentemente com menos ferro no circuito magnético, em termos de perdas no ferro, limitar a elevação de temperatura confere reduzida margem ao projetista para poder aproveitar integralmente as capacidades do ferro, sem penalizar o rendimento.

$$P_{FmT} \propto n^{1/7} P_N^{6/7} \quad ; \quad P_{Fr} \propto n^{1/7} P_N^{-1/7} \quad (3.56)$$

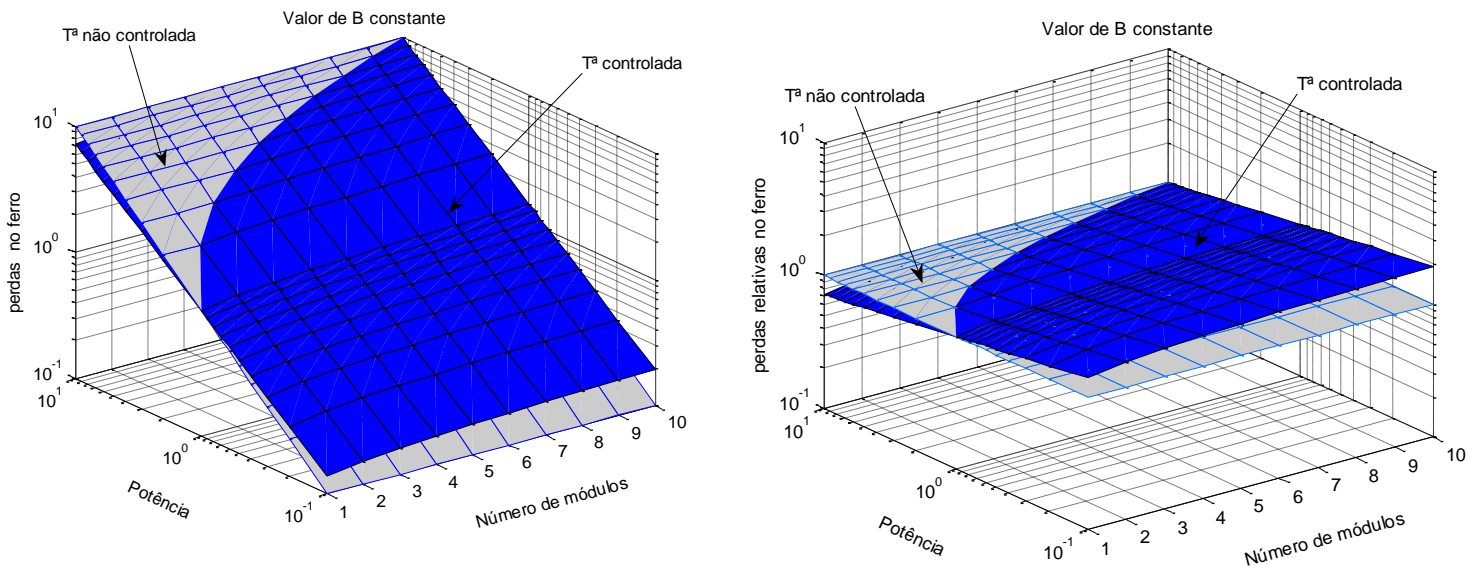


Figura 3. 12 – Efeito da variação da temperatura sobre as perdas no ferro dos conversores modulares à escala, com densidade de fluxo constante

3.2.6 Escalas diferenciadas para o cobre e para o ferro

Até aqui tem-se considerado um fator de escala geométrica na conceção destes conversores de relutância com constrangimentos adicionais para fixar os valores de B e de J . Destes resultados constata-se que há uma degradação do rendimento quando temos conversores modulares, uma vez que os critérios usados conduzem a um aumento da densidade de corrente dos módulos (parcelares e de menor potência que o conversor padrão), que se traduzem em maiores perdas no cobre. Este aumento das perdas no cobre não é compensado pela diminuição de B , já que este não decresce na mesma proporção que J .

No sentido de tirar melhor partido do material condutor e do ferro das máquinas, tem interesse introduzir alterações diferenciadas nas escalas lineares que lhes estão associadas. Esta opção consubstancia-se numa modificação estrutural em que são utilizadas duas dimensões características, l_{Cu} e l_F , associadas ao cobre e ferro respetivamente. Por conseguinte, a relação (3.10) toma a forma de (3.57) e a relação (3.2) passa a escrever-se conforme (3.58). A estes dois graus de liberdade pode corresponder igual número de constrangimentos para fixar as densidades de fluxo e de corrente.

$$P_N \propto mN_R \omega (Bl_F^2)(Jl_{Cu}^2) \quad (3.57)$$

$$Bl_F \propto Jl_{Cu}^2 \quad (3.58)$$

Ao utilizar-se uma estratégia modular, cada unidade fornece uma parte da potência nominal, podendo deduzir-se uma nova relação entre as dimensões características da máquina e o número de módulos,

tendo por referência o conversor padrão ou monobloco. Os dois graus de liberdade disponíveis são usados para manter constante a densidade de fluxo bem como a variação de temperatura. Admite-se que as perdas no cobre são as mais significativas e para sua dissipação é determinante a superfície deste material. Deduzem-se as seguintes relações, (3.59) e (3.60), respetivamente para o peso do cobre e peso do ferro do conjunto de módulos. A figura 3.13 apresenta os pesos relativos de cobre e de ferro, num conversor modular, e revela que o de cobre aumenta com o número de módulos e diminui com a potência, sendo o do ferro independente do número de módulos e, portanto, do fator de escala. É de notar que, ao contrário das máquinas de corrente alternada, nos conversores de relutância clássicos as fases são excitadas geralmente uma a uma (o processo de “recobrimento” é pouco relevante neste estudo, apesar de utilizado para outros fins, conforme capítulo 2), o que se traduz numa não partilha em simultâneo do circuito magnético pelas fases.

$$M_{F_{mT}} \propto P_N \quad (3.59)$$

$$M_{Cu_{mT}} \propto n^{1/3} P_N^{2/3} \quad (3.60)$$

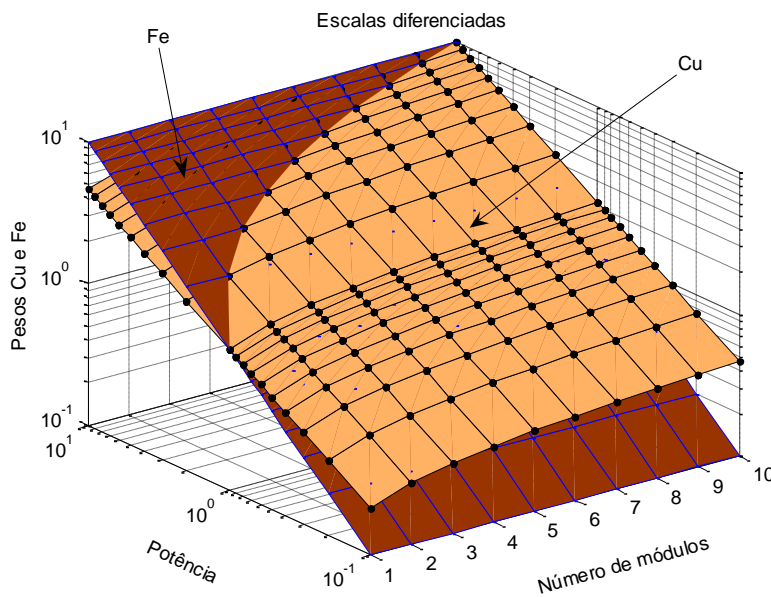


Figura 3.13 – Pesos relativos do cobre e do ferro para o conversor modular à escala com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo

Na continuidade do que foi feito para o peso dos materiais, em que se consideraram as escalas diferenciadas e as premissas anteriores, i.e., a elevação de temperatura limitada e a densidade de fluxo constante, por razões de ordem prática de não exceder as temperaturas admissíveis dos materiais isolantes e os limites de saturação dos materiais magnéticos, pode-se, em iguais circunstâncias, deduzir leis de escala para as perdas no ferro e perdas no cobre nos conversores modulares. As relações (3.61) e (3.62) representam, respetivamente, relações de escala para as perdas por efeito de Joule nos condutores (perdas no cobre) e para as perdas no ferro do circuito magnético do conversor.

$$P_{JmT} \propto n^{5/9} P_N^{4/9} \quad ; \quad P_{Jr} \propto n^{5/9} P_N^{-5/9} \quad (3.61)$$

$$P_{FmT} \propto P_N \quad ; \quad P_{Fr} \propto 1 \quad (3.62)$$

As figuras 3.14, 3.15 e 3.16 apresentam os valores dessas perdas em conversores modulares com potências diferentes, mas com dimensões à escala.

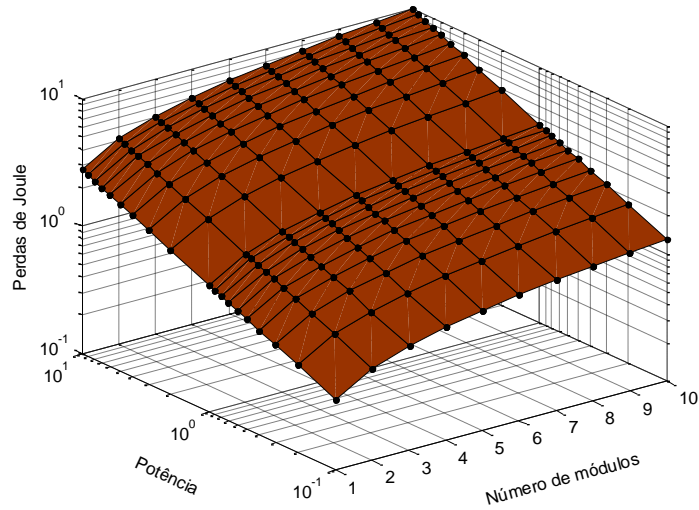


Figura 3.14 – Perdas no cobre do conversor modular com escalas diferenciadas e elevação de temperatura e densidade de fluxo constantes

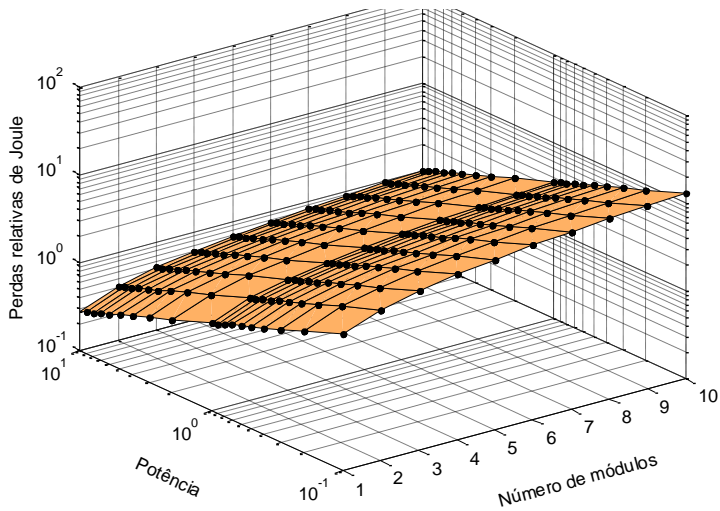


Figura 3.15 – Perdas relativas no cobre do conversor modular com escalas diferenciadas e elevação de temperatura e densidade de fluxo constantes

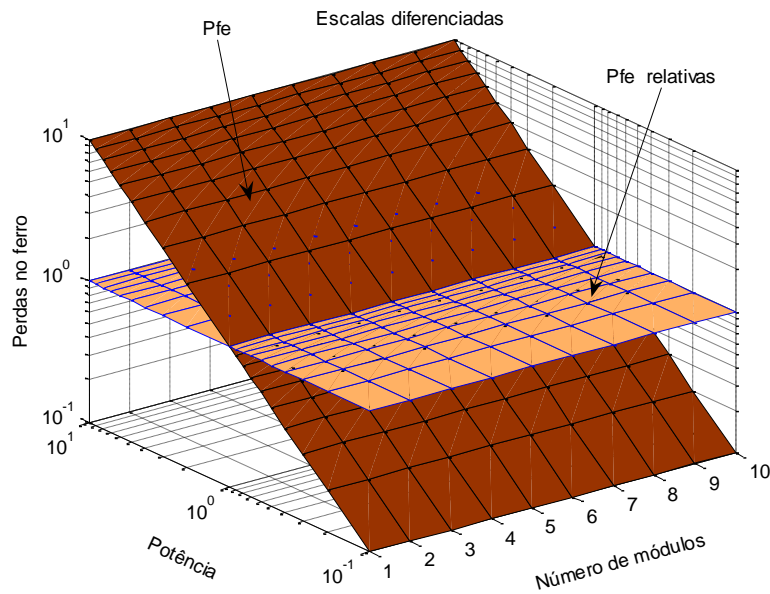


Figura 3.16 – Valores normalizados e relativos das perdas no ferro para o conversor modular à escala, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo

Como corolário do aumento do número de módulos, para atenuar os inconvenientes das perdas por efeito de Joule que se manifestam no conversor modular e que se traduzem numa perda de rendimento face à solução monobloco, na construção de conversores modulares de pequena potência, aumenta-se em termos relativos a dimensão linear do material condutor dos módulos, enquanto, para o circuito magnético, a respetiva dimensão linear deve diminuir. Para módulos de maior potência, aproveita-se melhor o ferro e, em particular, a dimensão linear do material condutor, diminuindo-a em termos relativos. Ainda que pouco recomendada do ponto de vista do rendimento, uma eventual estratégia de construção de um conversor modular, em detrimento de um monobloco de potência idêntica, implica necessariamente reduzir a quantidade relativa de cobre em módulos de grande potência e aumentá-la no caso de um conversor de pequena potência. Os atributos de um conversor multi-máquina com esta configuração monoaxial não são porém despicientes: as mais-valias residem sobretudo na maior tolerância a defeitos (a avaria de um módulo não inibe o funcionamento do conversor e a continuidade da alimentação das cargas) e na manutenção e montagem facilitadas, o que pode jogar um papel importante em aproveitamentos de energia eólica devido à altura a que se localiza o conversor.

3.2.7 Variante do conversor modular com rotores não alinhados

O conversor modular de n unidades do tipo MERC, construído na perspetiva dos vários rotores apresentarem os respetivos polos desalinhados uns dos outros, permite que a excitação das mesmas fases seja realizada em posições rotóricas diferenciadas, o que equivale na prática a impor um desfaseamento nas grandezas características das nm fases e desta forma poder atenuar, com uma

estratégia de comando adequada, o *ripple do* binário resultante. Este tipo de conversor com rotores desalinhados exige, no entanto, algumas modificações nos conversores eletrônicos de potência que comandam e controlam a operação das várias unidades, nomeadamente, sistemas de controlo que modelizem as correntes nas fases (*current profiling*).

No entanto, se recorrermos às leis de semelhança com escalas diferenciadas (3.57) e (3.58), e considerarmos a repartição equitativa da potência do conversor padrão por todos os módulos, bem como constantes a densidade de fluxo e a elevação da temperatura, em virtude de (3.64), a relação (3.63) toma a forma indicada por (3.65).

$$n = \frac{P_N}{P_m} \propto \frac{mN_R B l_F^3}{m'N'_R B' l'_F{}^3} \quad (3.63)$$

$$B = B' ; \quad m = m' ; \quad N_R = N'_R ; \quad (3.64)$$

$$l'_F \propto \left(\frac{1}{n}\right)^{1/3} l_F \quad (3.65)$$

Constata-se, assim, que as relações de escala que decorrem destas últimas expressões são idênticas às obtidas na secção anterior, onde se repetem os andamentos apresentados nas figuras 3.13 a 3.16 e que, à exceção da potencial redução de *ripple*, partilham as mesmas conclusões dos conversores de rotores alinhados.

Note-se que, para simplificar o resultado e chegar à relação (3.65), optou-se por considerar apenas uma dimensão linear característica do circuito magnético, mas, como veremos na análise de topologias seguinte, é possível desdobrá-la em duas dimensões características.

3.3 TOPOLOGIAS COM PERCURSOS CURTOS PARA O FLUXO

A escolha de uma estrutura da MERC que contemple caminhos curtos para o fluxo permite reduzir a Fmm “absorvida” no estator da máquina. Se compararmos uma MERC clássica, conversor padrão, com uma MERC de caminhos curtos para o fluxo, de raio exterior aproximadamente igual, como se mostra na figura. 3.17, facilmente se comprova o que foi dito. A relação de comprimentos dos caminhos de fluxo é indicada por (3.66).

$$\frac{l_{Ffc}}{l_F} \propto \frac{\frac{2\pi}{m}(R_1 + R_2) + 4(R_2 - R_1)}{2\pi R_2 + 4R_2} \quad (3.66)$$

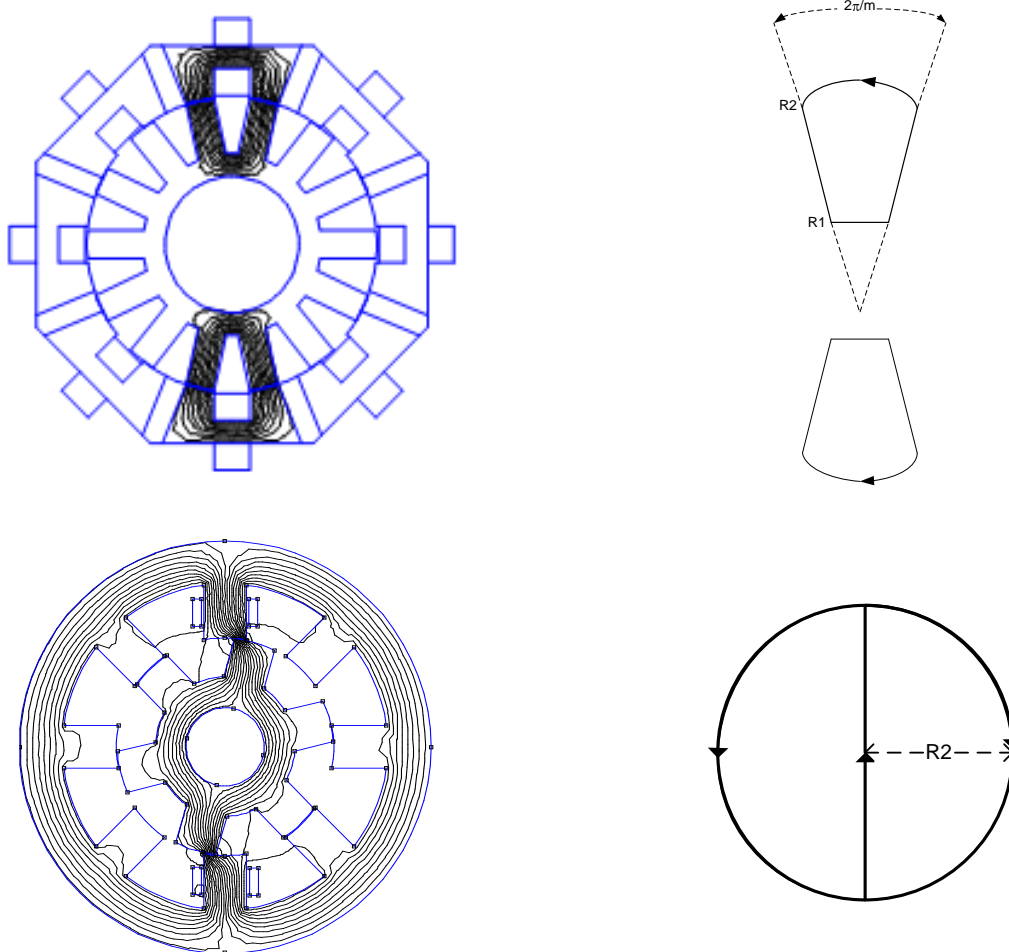


Figura 3.17 - Percursos do fluxo numa MERC ($m = 4$) com caminhos curtos e numa MERC clássica

Como sugere a figura, considera-se neste caso uma relação dos raios exterior e interior dada por $R_2=3R_1$ e uma máquina de 4 fases, $m'=m=4$, e com um número de saliências do rotor superior à MERC de referência (conversor padrão), $N'_R=14$, para encurtar os caminhos do fluxo no circuito

magnético. Nestas circunstâncias, ainda que a relação entre dimensões características seja cerca de metade, como se indica em (3.67), as perdas no ferro devido às correntes parasitas são maiores do que na MERC convencional devido à existência de maior número de saliências no rotor.

$$\frac{l_{Ffc}}{l_F} \propto \frac{2\pi + 8}{6\pi + 12} \cong 0,5 \quad (3.67)$$

Admita-se que as perdas de histerese e de correntes parasitas mantêm a mesma relação entre si e assim as perdas no ferro podem ser indexadas às perdas por correntes parasitas induzidas no circuito magnético, conforme a relação (3.68), onde e corresponde à espessura de uma chapa magnética. A utilização da chapa empilhada reduz estas perdas já que a resistência aumenta nos circuitos elementares (por chapa) onde essas correntes se fecham.

$$P_F \propto m(N_R \omega)^2 B^2 l_F^3 e^2 \quad (3.68)$$

Chegado a este ponto, é ainda possível destrinçar as dimensões características do circuito magnético, introduzindo alterações diferenciadas nas escalas lineares do material magnético. Esta opção consiste em modificar o paradigma de uma dimensão característica linear atribuída ao ferro, e passar a fazer uso de duas dimensões que, dessa forma, representam a secção transversal dos troços magnéticos l_{FS} e outra que acompanha a circulação da excitação magnética l_{FL} . Por exemplo, a relação (3.57), referente à potência nominal, e a (3.58), que permite fazer a ligação do circuito elétrico com o circuito magnético, deverão antes escrever-se na forma (3.69) e (3.70).

Para fixar a densidade de corrente, recorre-se à variação de temperatura constante onde se considera que as perdas no cobre são as mais significativas e, para a sua dissipação, é determinante a superfície deste material, como se traduz por (3.71).

$$P_N \propto m N_R \omega (Bl_{FS}^2) (Jl_{Cu}^2) \quad (3.69)$$

$$Bl_{FL} \propto Jl_{Cu}^2 \quad (3.70)$$

$$J \propto \frac{1}{\sqrt{l_{Cu}}} \quad (3.71)$$

Neste caso há três graus de liberdade. Dois desses graus de liberdade disponíveis são usados para manter constante a densidade de fluxo e a variação de temperatura. O outro grau de liberdade pode ser utilizado para fixar uma das dimensões características relativamente à dimensão correspondente ao conversor padrão, consubstanciando desta forma um terceiro constrangimento.

Os constrangimentos de elevação de temperatura e indução magnética constantes conduzem a uma relação que inclui a dimensão característica do ferro e a dimensão característica do cobre, indicada em

(3.72). Seguindo esta ordem de ideias, as perdas no cobre, considerando escalas diferenciadas para o ferro, serão expressas por (3.73).

$$Bl_{FL} \propto l_{Cu}^{3/2} \quad (3.72)$$

$$P_J \propto mJ^2 l_{Cu}^3 \propto ml_{Cu}^2 \propto m(Bl_{FL})^{4/3} \quad (3.73)$$

Tendo por premissa a igualdade de potências das máquinas a comparar e como referência o conversor padrão, de (3.74) chegamos à relação (3.75). Esta última relação permite fixar algumas grandezas em função do objetivo que se pretende alcançar ou do constrangimento que se entenda considerar.

$$\frac{P_{N_{fc}}}{P_N} \propto \frac{N_R' (l_{FS}'^2) l_F'}{N_R (l_{FS}^2) l_F} \quad (3.74)$$

$$\frac{(l_{FS}')^2 l_{FL}'}{(l_{FS})^2 l_{FL}} \propto \frac{N_R}{N_R'} \quad (3.75)$$

No exemplo a que se refere a figura. 3.17, conhecidas a relação do número de polos e a relação de dimensões lineares l_{FL}'/l_{FL} , podemos chegar ao resultado seguinte:

$$(l_{FS}')^2 \propto \frac{6}{7} (l_{FS})^2 \quad , \quad \frac{N_R}{N_R'} = \frac{3}{7}; \quad \frac{l_{FL}'}{l_{FL}} \cong \frac{1}{2} \quad (3.76)$$

Admitindo uma secção constante dos troços que constituem o circuito magnético das máquinas, constata-se, para a mesma potência, que a máquina de caminhos de fluxo curtos pode ter uma secção dos polos cerca de 14% inferior à secção da MERC 8/6 tomada como conversor padrão. Outros exemplos poderiam ser dados, fixando outras relações que não as anteriores com utilidade prática na realização construtiva das máquinas.

Optou-se, no entanto, por simplicidade de análise e, tratando-se de uma comparação de máquinas estruturalmente diferentes, por não modificar as relações que dependem do volume dos materiais, em particular, as perdas por correntes parasitas (3.68) e os pesos do ferro (3.77) e do cobre (3.78), utilizando, nesses casos, a dimensão linear geral do ferro representada por l_F .

$$M_F \propto l_F^3 \quad (3.77)$$

$$M_{Cu} \propto l_{Cu}^3 \propto l_F^2 \quad (3.78)$$

Tendo em conta as considerações expostas, obtêm-se os seguintes resultados relativos para as perdas e pesos dos materiais, indicados nas relações (3.79) e (3.80). Note-se que, propositadamente, se manteve explícita a relação do número de polos do rotor para que não haja perda de generalidade na aplicação dessas relações a conversores com estruturas polares diferentes.

$$\frac{P_{Ffc}}{P_F} \propto \left(\frac{N_R'}{N_R}\right)^2 \left(\frac{N_R}{N_R'}\right) \propto \frac{N_R'}{N_R}; \quad \frac{M_{Ffc}}{M_F} \propto \frac{N_R}{N_R'} \quad (3.79)$$

$$\frac{P_{Cu_{fc}}}{P_{Cu}} \propto \left(\frac{N_R}{N_R'}\right)^{4/9}; \quad \frac{M_{Cu_{fc}}}{M_{Cu}} \propto \left(\frac{N_R}{N_R'}\right)^{2/3} \quad (3.80)$$

Interessante é também seguir a evolução das perdas e do peso com a variação de potência normalizada à potência nominal das máquinas. Da figura. 3.18, constata-se uma diminuição dos pesos do cobre e do ferro quer para baixas quer para altas potências; o peso do cobre, no entanto, apresenta um valor relativo sempre superior ao do ferro até aproximadamente uma potência de conversor idêntica a $2,5P_N$, a partir deste valor é preponderante o peso do ferro. A diminuição das perdas no cobre no intervalo $\frac{P_N}{4} < P < 10P_N$ permite inferir que o rendimento da máquina de caminhos de fluxo curtos (CFC) é mais elevado que o rendimento da máquina clássica numa gama larga de potências. Como desvantagem, aponta-se um valor mais elevado de perdas no ferro para as baixas e altas potências.

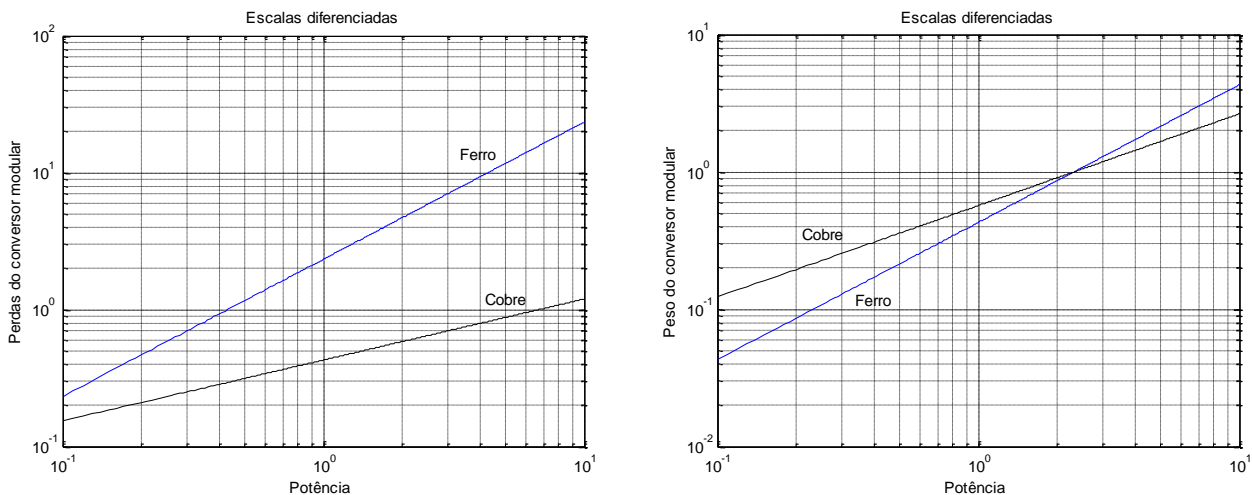


Figura 3.18 – Perdas e pesos relativos do cobre e do ferro na MERC de caminhos curtos, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo, relativamente à MERC 8/6

Contrariamente ao expectável numa primeira análise, não existe diminuição de perdas no ferro, aparentemente justificada pelos caminhos mais curtos percorridos pelo fluxo. Esse facto deve-se ao número superior de saliências que constituem o circuito magnético do novo conversor, disponibilizando, dessa forma, maior quantidade relativa de ferro por onde as correntes parasitas se podem fechar.

Para a mesma potência dos conversores e admitindo a densidade de fluxo constante, a F_{mm} é inferior na topologia CFC, o que corresponde a um melhor aproveitamento do material condutor, diminuindo em termos relativos a sua dimensão linear e o respetivo peso do cobre. Esse fator de escala favorece claramente o conversor de CFC em termos de perdas por efeito de Joule nos condutores.

As figuras 3.19 a 3.21, que se apresentam em seguida, permitem ajudar a escolher o número de polos do rotor que o conversor CFC deve ter para uma dada gama de potências às quais se pretende aplicar por critérios de peso ou perdas (ou ambos). Ou, em sentido inverso, para um conversor CFC, com um número de polos do rotor predefinido, indicar as potências mais adequadas que permitam uma maior redução de peso e das perdas (e consequentemente melhor rendimento).

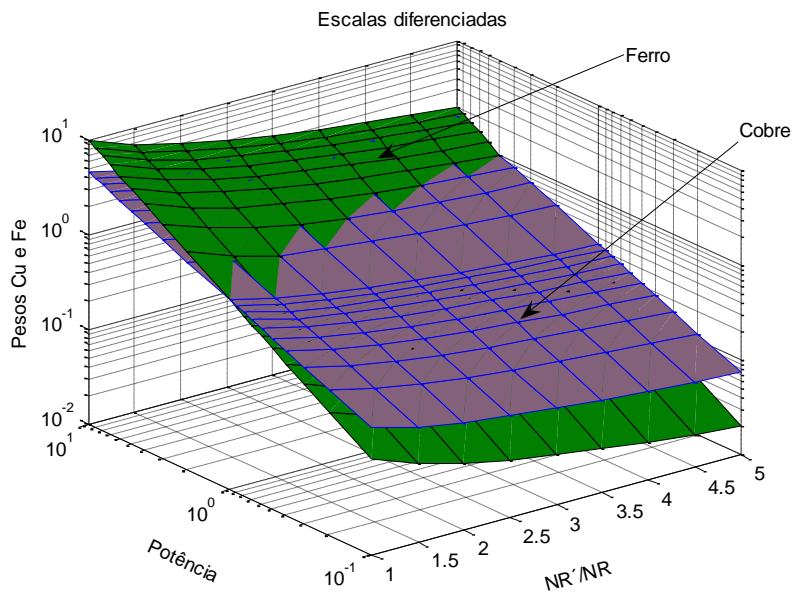


Figura 3.19 – Pesos relativos do cobre e do ferro na MERC de caminhos curtos, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo, relativamente à MERC 8/6

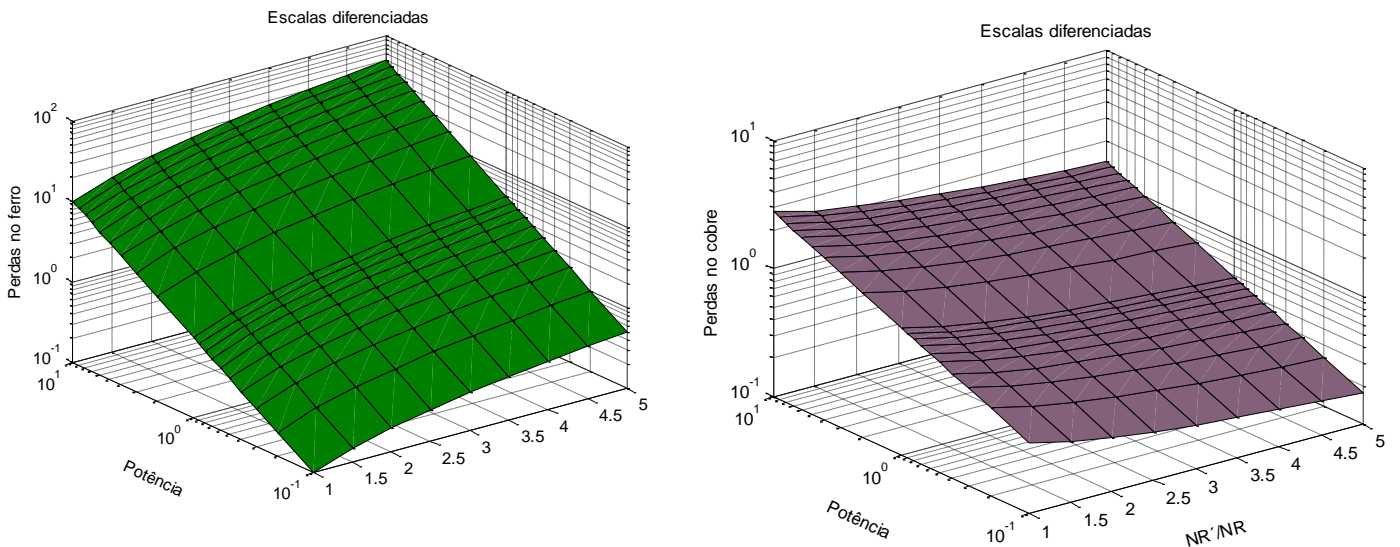


Figura 3.20 – Perdas no cobre e no ferro na MERC de caminhos curtos, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo, relativamente à MERC 8/6

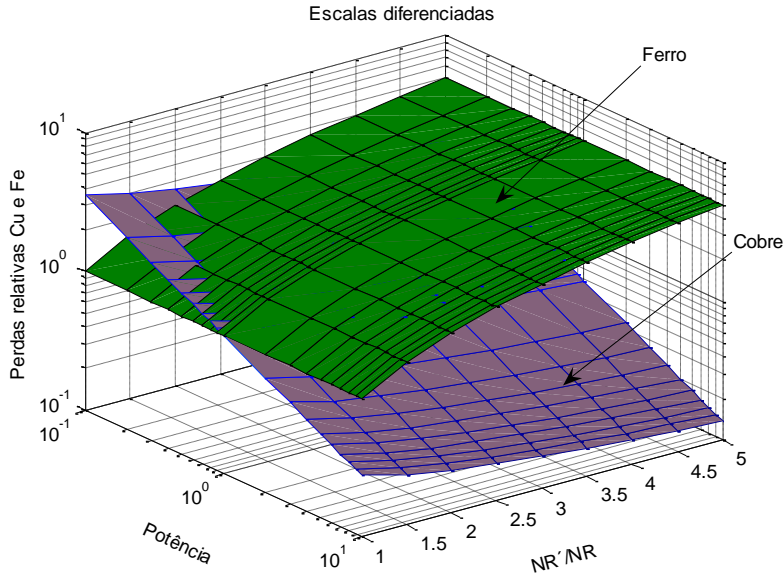


Figura 3.21 – Perdas relativas no cobre e no ferro na MERC de caminhos curtos, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo, relativamente à MERC 8/6

3.3.1 Conversor modular de caminhos de fluxos curtos (CFC) com rotores alinhados

Convém analisar agora a hipótese construtiva modular para o conversor de caminhos de fluxo curtos e comparar características de peso e perdas com o conversor padrão monobloco (MERC 8/6), para diferentes potências.

Ao utilizar-se uma estratégia modular, cada unidade CFC fornece uma parte da potência nominal, podendo deduzir-se uma nova relação, (3.81), entre as dimensões características da máquina e o número de módulos, fazendo uso de (3.69) e (3.70), deixando ainda explícita no resultado a relação do número de polos e respeitando os constrangimentos de elevação de temperatura e indução magnética constantes. Nestes termos, a relação das dimensões características do ferro destes conversores, dependem do número de módulos e da relação do número de polos com se indica em (3.82).

$$n = \frac{P_N}{P_m} \propto \frac{m N_R \omega (B l_F^2) (J l_{Cu}^2)}{m N_{R'} \omega (B l_{F'}^2) (J l_{Cu'}^2)} \propto \frac{N_R l_F^3}{N_{R'} l_{F'}^3} \quad (3.81)$$

$$l_{F'} \propto \left(\frac{N_R}{N_{R'} n} \right)^{1/3} l_F \quad (3.82)$$

Ao optarmos pelo conversor CFC, exemplificado na figura 3.17, a relação de número de polos está previamente fixada $\left(\frac{N_R}{N_{R'}} = \frac{3}{7} \right)$. Nestes termos, as relações que se deduzem para o peso relativo do ferro e cobre do conversor modular são indicadas pelas relações de escala (3.83) e (3.84).

$$M_{F_{mT}} \propto \frac{N_R}{N'_R} P_N \quad (3.83)$$

$$M_{Cu_{mT}} \propto n^{1/3} \left(\frac{N_R}{N'_R} \right)^{2/3} P_N^{2/3} \quad (3.84)$$

Na figura 3.22, são apresentados os pesos relativos em função da potência e do número de módulos do conversor. O conversor modular CFC apresenta um peso relativo de cobre preponderante para qualquer potência, alta ou baixa, quando este é constituído por um número de módulos superior a 4. No entanto, para certas potências altas e para um número baixo de módulos ($n \leq 4$), é o ferro que chama a si a maior responsabilidade do peso do conjunto.

Revisitando a figura 3.13, comparativamente a um conversor modular constituído por máquinas regulares de igual número de polos (MERC 8/6), pode-se constatar que o conversor modular CFC evidencia para as mesmas potências vantagens significativas quanto aos valores relativos do peso, quer do ferro quer de cobre.

Qualitativamente pode-se explicar este resultado, pelo facto de se atingir com mais polos, inerentes ao conversor CFC, os mesmos níveis de potência, exigindo uma menor quantidade de ferro e um melhor aproveitamento deste por diminuição da respetiva dimensão linear caraterística.

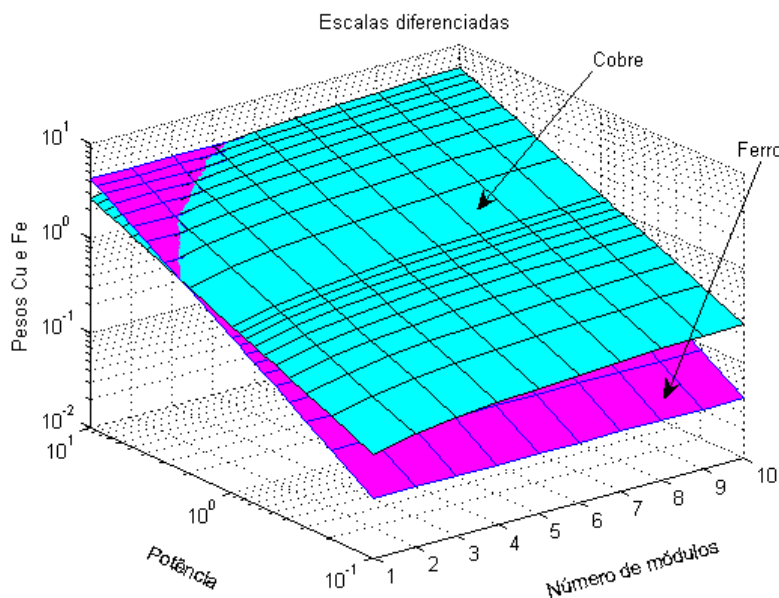


Figura 3.22 – Pesos relativos do cobre e do ferro na MERC modular CFC, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo

Nas circunstâncias descritas, as perdas no ferro e no cobre do conversor modular CFC obedecem às relações de proporcionalidade (3.85) e (3.86).

$$P_{F_{mT}} \propto \frac{N'_R}{N_R} P_N \quad (3.85)$$

$$P_{Cu_{mT}} \propto n^{5/9} \left(\frac{N_R}{N'_R} \right)^{4/9} P_N^{4/9} \quad (3.86)$$

Na figura 3.23, representam-se as perdas no cobre e no ferro, sendo notório que o valor mais elevado das últimas é justificado pela presença de um maior número de polos no conversor CFC relativamente ao conversor padrão, o que se traduz nas perdas relativas de um valor idêntico à razão do número de polos do rotor das duas máquinas e independente do número de módulos e da potência dos conversores. Este é um aspeto claramente desvantajoso de uma MERC com mais polos, no entanto, para aplicações a baixas velocidades este efeito é atenuado. Para qualquer potência as perdas no cobre são sempre inferiores (cerca de 30%) às de um conversor constituído por máquinas clássicas 8/6 (rever figuras 3.14 e 3.15), qualquer que seja o número de módulos comparados.

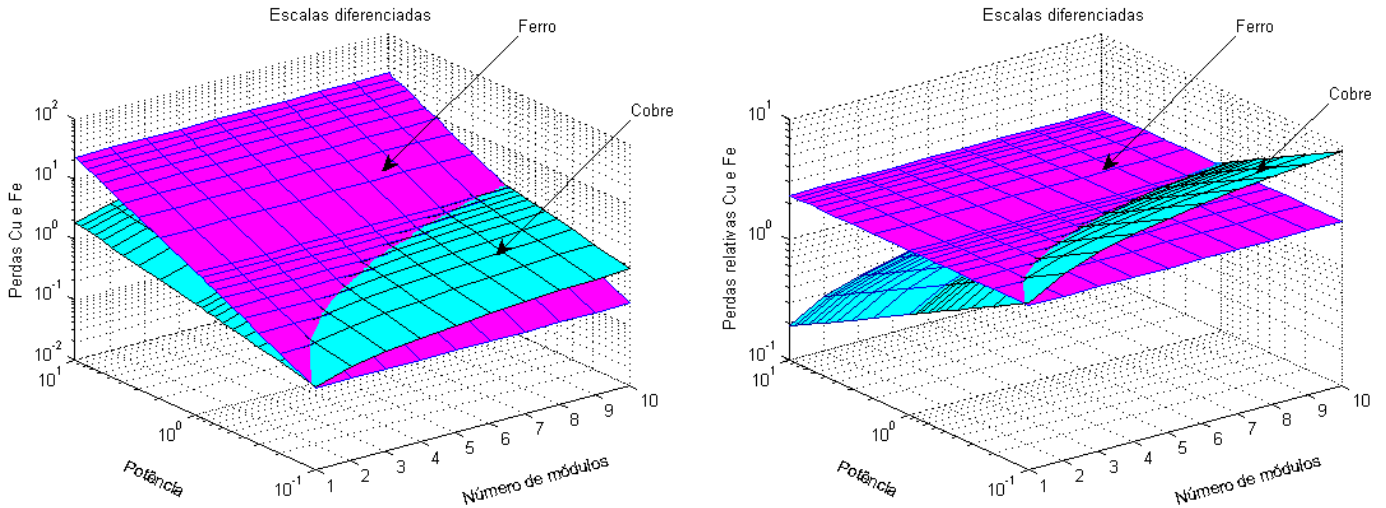


Figura 3.23 – Perdas no cobre e no ferro na MERC modular CFC, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo

Conforme proposto no ponto anterior, pode impor-se, nomeadamente, um constrangimento adicional relativo às dimensões características do ferro. Nesse caso, recorre-se novamente a duas dimensões características para o material magnético (l_{FS}, l_{FL}) e considera-se constante a densidade de fluxo e a variação de temperatura.

A relação que interliga as potências das duas máquinas (3.81) passa a escrever-se na forma (3.87).

$$n = \frac{P_N}{P_m} \propto \frac{m N_R \omega (B l_{FS}^2) (J l_{Cu}^2)}{m N'_R \omega (B l_{FS}'^2) (J l_{Cu}'^2)} \propto \frac{N_R l_{FS}^2 l_{FL}}{N'_R l_{FS}'^2 l_{FL}'} \quad (3.87)$$

Como hipótese simplificativa de construção, considera-se que a secção do circuito magnético varia com o número de módulos de acordo com a relação de proporcionalidade (3.88), em virtude da dimensão característica linear do ferro, que está associada à circulação da excitação magnética do ferro, ter sido previamente definida por (3.87) por critérios de otimização da Fmm do circuito magnético da topologia CFC. O produto destas duas relações de escala ou outras que eventualmente se escolhessem tem que verificar a relação (3.89).

$$\frac{l_F'}{l_F} \propto \frac{1}{2\sqrt{n}} \quad (3.88)$$

$$\frac{l_{FS}'^2}{l_{FS}^2} \propto \frac{N_R}{N'_R} \frac{2}{\sqrt{n}} \quad (3.89)$$

Mediante estas condições, o peso e as perdas no ferro são regidas pelas mesmas relações indicadas anteriormente por (3.83) e (3.85). Apenas são modificadas as relações que traduzem o efeito de escala do peso e das perdas associados aos condutores, como se indicam em (3.90) e (3.91). Ao contrário do caso anterior, que não contemplava o constrangimento sobre o caminho de fluxo, neste, o peso do cobre é independente do número de módulos do conversor, tendo em comum com o primeiro apenas a proporcionalidade com a potência de expoente fracionário inferior à unidade.

$$M_{Cu_{mT}} \propto \frac{1}{4} P_N^{2/3} \quad (3.90)$$

$$P_{Cu_{mT}} \propto \left(\frac{1}{2}\right)^{4/3} n^{1/3} P_N^{4/9} \quad (3.91)$$

As figuras 3.24 e 3.25 apresentam o peso e as perdas associadas ao ferro onde se evidencia uma redução significativa relativamente ao caso em que se faz uso de escalas do ferro não diferenciadas. Com este constrangimento associado às topologias CFC, por fixação das dimensões características do ferro, aproveita-se melhor a estrutura magnética da máquina, conduzindo a uma Fmm mais baixa para a mesma potência do conversor e, conseqüentemente, a uma redução da quantidade relativa de cobre. As perdas relativas que se representam na figura 3.26 permitem inferir uma melhoria do rendimento com esta topologia CFC.

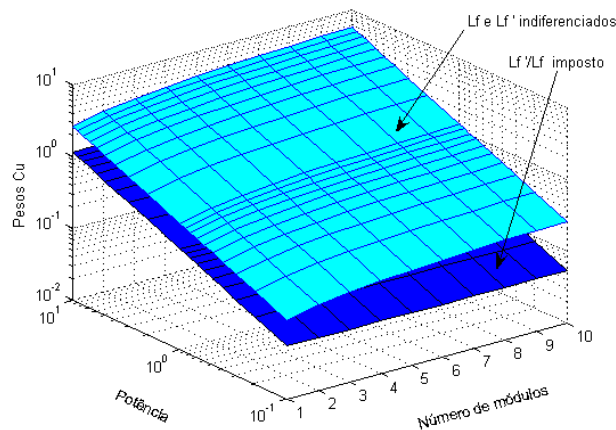


Figura 3.24 – Peso do cobre do conversor modular CFC, com elevação de temperatura constante, idêntica densidade de fluxo e escalas diferenciadas para o ferro

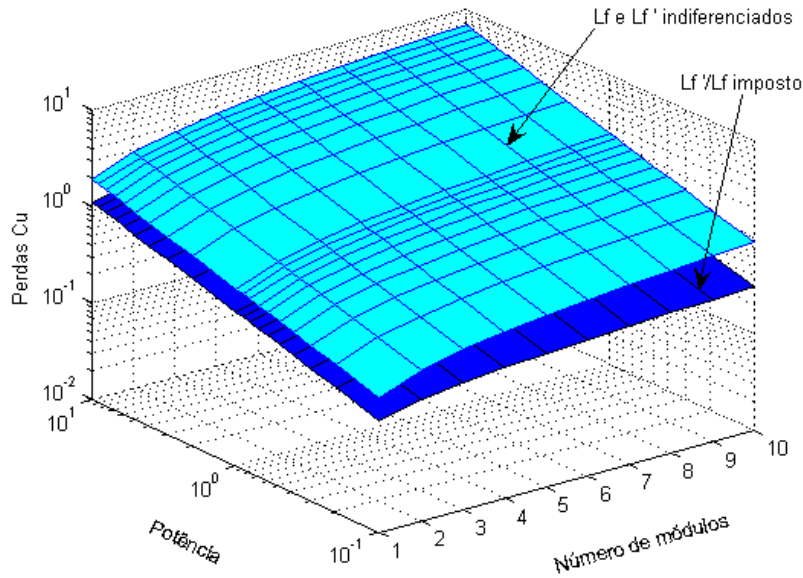


Figura 3.25 – Perdas no cobre do conversor modular CFC, com elevação de temperatura constante, idêntica densidade de fluxo e escalas diferenciadas para o ferro

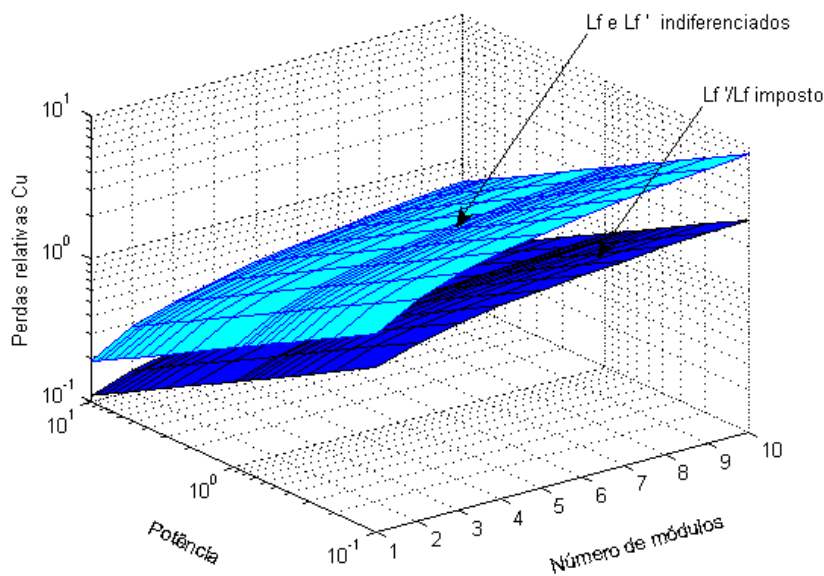


Figura 3.26 – Perdas relativas no cobre do conversor modular CFC, com elevação de temperatura constante, idêntica densidade de fluxo e escalas diferenciadas para o ferro

3.3.2 Conversor modular CFC com enrolamentos especiais

Revisitando a máquina modular CFC apresentada na figura 3.17, facilmente poderá pensar-se numa topologia construtiva em que as espiras do enrolamento poderiam abraçar uma estrutura composta por vários estatores alinhados sem, no entanto, comprometer o fluxo magnético que atravessa o entreferro. Desta forma, o enrolamento de cada fase seria mais curto já que os perímetros interiores dos enrolamentos não seriam envolvidos por cobre, como se mostra no desenho da figura 3.27 para uma MERC modular de 4 unidades. Logo, por simples inspeção, para um conversor modular de n unidades,

chega-se à relação (3.92) que permite quantificar o perímetro desse condutor envolvente l_{Cu}' e onde se indica, como termo de comparação, o comprimento l_{Cu} de n espiras isoladas. Pode-se ainda escrever a relação das dimensões lineares do cobre conforme a relação (3.93), em que se compara este conversor multi-estatórico de enrolamento comum com um conversor constituído por n máquinas de “fluxos curtos” que não partilham o cobre dos enrolamentos.

$$l_{Cu}' \cong 2\pi R_e + (n - 1)(4R_e) \quad l_{Cu} = 2\pi R_e n \quad (3.92)$$

$$\frac{l_{Cu}'}{l_{Cu}} \cong \frac{1}{n} + \frac{2}{\pi} \left(\frac{n-1}{n} \right) \quad (3.93)$$

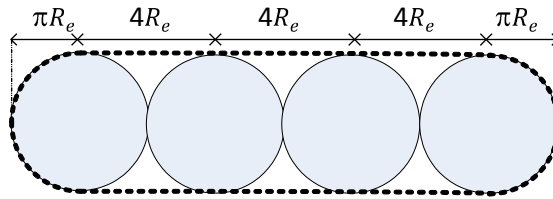


Figura 3.27 – Vista esquemática de uma espira do enrolamento comum (a traço descontinuo) de uma MERC modular com 4 unidades, com partilha de cobre

À semelhança da estratégia seguida anteriormente para o ferro, é possível impor um constrangimento adicional nas dimensões características do cobre, introduzindo alterações diferenciadas nas escalas lineares do material condutor. Esta opção consiste em preterir uma única dimensão linear característica, recorrendo agora a duas variáveis distintas que, dessa forma, podem representar a secção transversal do condutor, através de l_{CuS} , e outra relativa ao seu comprimento, l_{CuL} .

Para simplificar os resultados, considera-se, nesta análise comparativa, que os enrolamentos de ambos os conversores têm a secção igual. Nestes termos, as perdas por efeito de Joule nos condutores são dadas por (3.95), considerando para o efeito constante a elevação da temperatura, sendo a densidade de corrente escrita conforme (3.94).

$$J \propto \frac{1}{\sqrt{l_{CuS}}} \quad (3.94)$$

$$P_J \propto m\rho \frac{l_{CuL}}{l_{CuS}^2} (l_{CuS}^2 J)^2 \propto l_{CuL} l_{CuS} \quad (3.95)$$

Chegado a este ponto, interessa estabelecer uma comparação com o conversor CFC de estrutura simples e entender as respetivas diferenças no desempenho.

A relação de escala que se estabelece entre as perdas no cobre dos enrolamentos desta topologia de conversor, com cobre partilhado, e as do conversor CFC de estrutura simples, é uma

proporcionalidade direta e depende apenas dos comprimentos dos condutores dos enrolamentos dos dois conversores, como se indica em (3.96) e (3.97).

$$\frac{P'_J}{P_J} \propto \frac{l'_{CuL} l'_{CuS}}{l_{CuL} l_{CuS}} \propto \frac{l'_{CuL}}{l_{CuL}} \quad (3.96)$$

$$P'_J \propto \left[\frac{1}{n} + \frac{2}{\pi} \left(\frac{n-1}{n} \right) \right] P_J \quad (3.97)$$

As perdas por efeito de Joule no conversor de enrolamentos especiais podem ainda ser expressas por uma relação de escala que envolva a potência, assumindo assim a forma indicada por (3.98) e as perdas relativas no cobre indicadas por (3.99).

$$P'_J \propto \left[\frac{1}{n} + \frac{2}{\pi} \left(\frac{n-1}{n} \right) \right] n P_N^{4/9} \propto \left[1 + \frac{2}{\pi} (n-1) \right] P_N^{4/9} \quad (3.98)$$

$$P'_{Jr} \propto \left[1 + \frac{2}{\pi} (n-1) \right] P_N^{-5/9} \quad (3.99)$$

É perfeitamente perceptível que este conversor modular tira partido do menor comprimento dos condutores dos enrolamentos e apresenta um ganho de escala para um número crescente de unidades, traduzindo-se essa vantagem nas perdas por efeito de Joule e consequentemente no rendimento.

Outra vantagem adicional evidente da utilização deste enrolamento especial, e que decorre do que foi dito relativamente ao comprimento dos condutores, é o ganho que se obtém no peso do cobre que, nestas circunstâncias, se expressa conforme (3.100). As relações (3.101) e (3.102) sustentam essa afirmação.

$$M'_{Cu} \propto l'_{CuL} l'_{CuS}{}^2 \quad (3.100)$$

$$\frac{M'_{Cu}}{M_{Cu}} \propto \frac{1}{n} + \frac{2}{\pi} \left(\frac{n-1}{n} \right) \quad (3.101)$$

$$M'_{Cu} \propto \left[\frac{1}{n} + \frac{2}{\pi} \left(\frac{n-1}{n} \right) \right] P_N^{2/3} \quad (3.102)$$

Quanto às perdas no ferro, não há ganho neste conversor, relativamente a um conjunto de unidades CFC, porque se manteve a mesma quantidade (volume) de material magnético em ambos os conversores e se invocou a densidade de fluxo constante, como se pode perceber pelas expressões (3.103) e (3.104).

$$P'_F \propto nm(N_R \omega)^2 B^2 l'_F{}^3 e^2 \quad (3.103)$$

$$P'_F \propto P_F \propto P_N \quad (3.104)$$

Esta opção construtiva justifica também a independência do peso do ferro do número de unidades do conversor, não sendo desta forma condicionado por qualquer fator de escala:

$$M_F \propto n l_F^3 \quad (3.105)$$

$$M'_F \propto M_F \propto P_N \quad (3.106)$$

O andamento das grandezas, que se mostra nas figuras 3.28, 3.29 e 3.30, realça as vantagens deste conversor relativamente a um conversor modular CFC, que se traduzem numa diminuição das perdas por efeito de Joule e do peso do cobre, na razão direta do comprimento dos condutores dos enrolamentos.

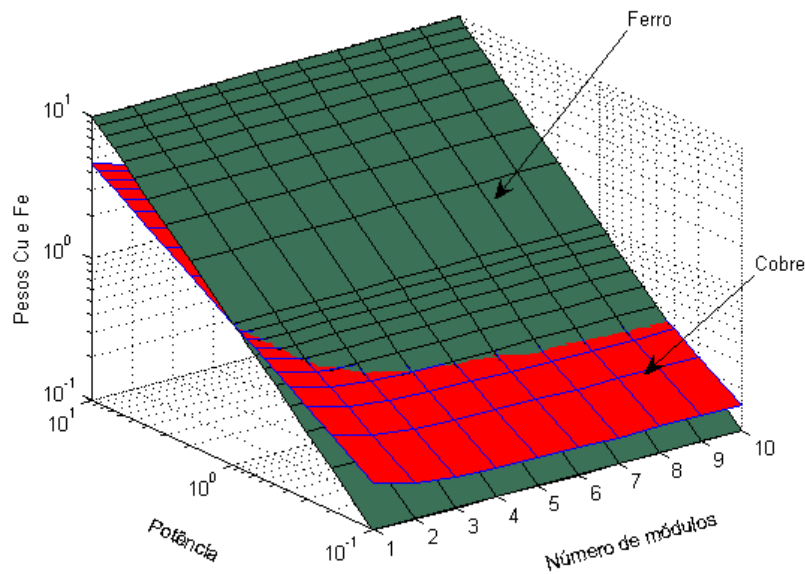


Figura 3.28 – Pesos relativos do cobre e do ferro na MERC modular de caminhos curtos com enrolamentos especiais, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo

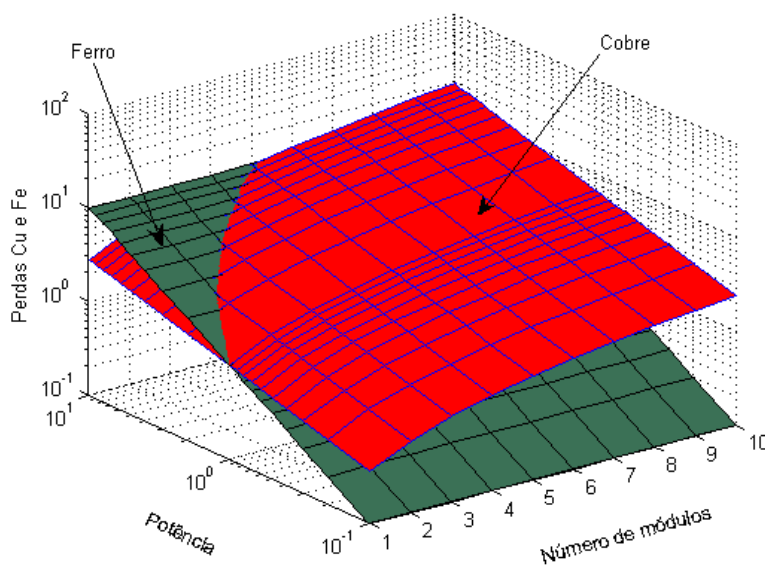


Figura 3.29 – Perdas no cobre e no ferro na MERC modular de caminhos curtos com enrolamentos especiais, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo

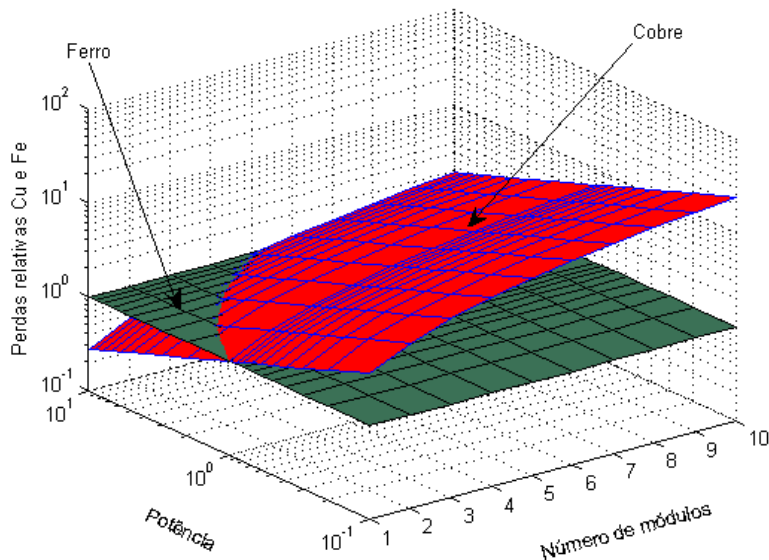


Figura 3.30 – Perdas relativas no cobre e no ferro na MERC modular de caminhos curtos com enrolamentos especiais, com elevação de temperatura constante e idêntica densidade de fluxo

No entanto, a forma como o enrolamento se distribui, abraçando vários troços de ferro do estator dos vários módulos, compromete em parte a facilidade de manutenção que era apanágio dos conversores CFC de estrutura simples. Prevê-se, portanto, que esta estrutura modular de cobre partilhado acarrete custos adicionais de montagem e manutenção, o que pode ser preponderante na tomada de decisão num projeto de conversor para aplicação em aproveitamentos de energia renovável, na gama das médias e altas potências.

Outro aspeto menos positivo que se pode apontar a este conversor é a menor tolerância a defeitos relativamente à estrutura CFC modular já que, no primeiro, a ocorrência de um defeito num dos enrolamentos de fase obriga à reparação ou substituição do enrolamento, sob pena de colocar fora de serviço uma das fases em todos os módulos. As figuras que se apresentam na secção seguinte permitem clarificar algumas características construtivas e de funcionamento destes conversores.

3.3.3 Aspetos construtivos e de funcionamento dos conversores de CFC

Nas figuras 3.31, 3.32e 3.33 adaptadas de (Ruba *et al.*, 2010), apresentam-se o desenho modular da MERC de CFC e uma perspetiva construtiva de expansão axial dessa máquina da qual resulta o conversor de CFC com enrolamentos especiais. Este último é constituído por uma estrutura multi-rotórica montada sobre o mesmo veio com um único enrolamento por fase e comum aos vários estatores. Para efeito de compreensão do processo de excitação das fases que se realiza em simultâneo, considera-se uma topologia tetra-rotórica, como se mostra na figura 3.33. Esta topologia apresenta quatro fases, cada uma constituída por dois enrolamentos ligados em série e dispostos diametralmente. Cada estator compreende, por cada rotor, oito peças modulares em forma de U, separadas magneticamente entre si, e cada uma é envolvida por parte do enrolamento. Note-se que os sucessivos

rotores estão desalinhados, em termos das suas saliências, com o primeiro rotor. Este desenho modular, tipo CFC, estabelece caminhos curtos para o fluxo e redução da Fmm “absorvida” pelo ferro do respetivo circuito magnético, relativamente às MERC clássicas. Quando comparado com um conjunto de máquinas CFC sem enrolamento comum, constata-se que as perdas por efeito de Joule nos enrolamentos são menores do que as resultantes de um grupo de quatro máquinas idênticas - o comprimento de cobre é significativamente menor porque se dispõem os troços condutores radiais interiores das estruturas estáticas.

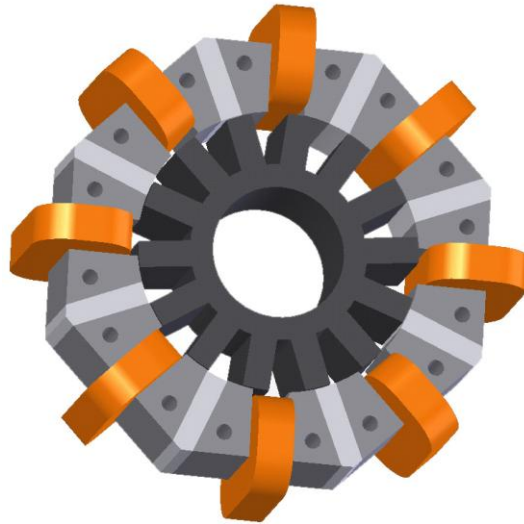


Figura 3.31 – Topologia modular com oito enrolamentos no estator e com um rotor

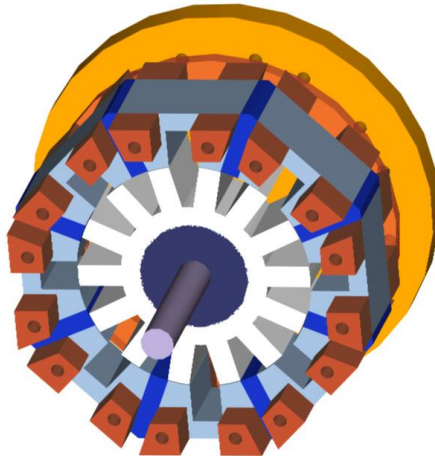


Figura 3.32 – Desenho da máquina com suporte evolutivo axial preparada para associar mais rotores

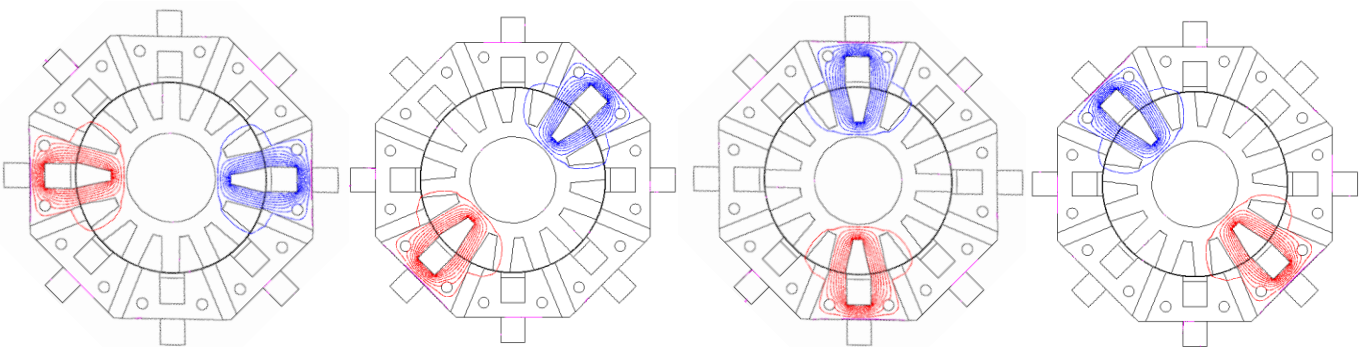


Figura 3.33 – Excitação das quatro fases da máquina vista nos quatro rotores solidários com o veio (vista projetada)

3.4 CONCLUSÕES

As leis de semelhança (ou de escala) estabelecidas neste capítulo permitiram comparar características e parâmetros de topologias de MERC de diferentes geometrias. As relações obtidas têm como ponto de partida a existência de uma ligação entre o circuito magnético e elétrico e que se traduz num constrangimento físico envolvendo as dimensões características que definem esses circuitos. Na perspectiva assumida de o projeto da máquina estar orientado para uma construção com uma alteração de escala, sendo os circuitos magnéticos excitados por correntes, encontra-se um fator de escala nas suas dimensões lineares, fator de escala esse que se reflete também na relação B/J , o que traduz alterações significativas no desempenho e nas características das máquinas. Contudo, este constrangimento físico, sendo importante, não é o único que interessa considerar e, nesse sentido, acrescem outros que, associados ao material utilizado e de forma a não exceder os seus próprios limites, condicionam o projeto da máquina elétrica. De entre esses, destacam-se, nesta análise dimensional, a saturação magnética e a elevação da temperatura, pela sua relevância no projeto da máquina e implicações óbvias sobre a potência, as perdas e o rendimento do conversor. As relações encontradas envolvem algumas dessas variáveis e as dimensões do conversor eletromecânico, permitindo a estimativa de certas características dimensionais dos conversores baseada em modelos de escala.

Efetuada que foi uma análise comparativa dimensional de várias topologias e paradigmas construtivos de MERC, para a mesma potência nominal, e fixando a densidade de fluxo como um limite prático imposto pela saturação dos materiais magnéticos, concluiu-se que a topologia CFC 16/14 “absorve” uma Fmm menor que uma MERC clássica 8/6. Essa mais-valia traduz-se num melhor aproveitamento do material condutor, reduzindo, em termos relativos, a sua dimensão linear e, por conseguinte, o respetivo peso, diminuindo as perdas de Joule e favorecendo o rendimento.

Apoiado nos indícios positivos aqui apresentados, no capítulo que se segue analisam-se, em termos de desempenho, algumas características desta máquina modular de estrutura simples (um só rotor), recorrendo a modelos de campo compatíveis com as leis de escala formuladas.

Capítulo 4

Análise da Topologia Modular Baseada em Modelos de Campo

Resumo: Na primeira parte deste capítulo, é formulado um modelo linear para a MERC. Utilizando esse modelo e à luz das leis de escala, são avaliadas, numa perspectiva comparativa, uma topologia modular e uma topologia de um conversor padrão, sendo este um protótipo de um gerador de relutância comutado para funcionar a baixas velocidades (turbina eólica). Por fim, as hipóteses assumidas na estimativa de parâmetros e características das topologias em causa são verificadas, utilizando modelos de elementos finitos.

4.1 INTRODUÇÃO

Os processos de conversão das energias elétrica e mecânica subjacentes às máquinas elétricas de relutância comutada dependem, como se evidenciou no capítulo 3, das características do circuito elétrico e do circuito magnético e do seu posicionamento relativo. É, por exemplo, no entreferro, compreendido entre as peças fixas e as móveis, que é armazenada grande parte da energia no campo magnético. Este campo atua como veículo dessas transformações eletromagnéticas constituindo a energia magnética armazenada um “reservatório de volume variável” cujo nível varia conforme as solicitações da parte elétrica e da parte mecânica desse conversor. Nessa perspectiva conceitual e à luz da teoria de campo, considerou-se prioritário construir e trabalhar com modelos que representem, com maior ou menor complexidade, conforme a finalidade da análise, a distribuição do campo de indução magnética e a energia magnética. Desses modelos de campo, obtêm-se relações de binário e de potência que permitem, a partir das dimensões específicas das topologias dos conversores e das leis de escala deduzidas no capítulo anterior, comparar características e desempenhos. Numa primeira abordagem (secção 4.2), apresenta-se um modelo de um conversor de relutância básico cujo circuito magnético, em particular os polos fixos e móveis, são constituídos por material idêntico e isotrópico, com um comportamento magnético linear e permeabilidade relativa muito elevada. Assumido esse comportamento ideal do material, a força magnetomotriz é o resultado da contribuição da circulação do campo de excitação magnética ao longo do entreferro e, conseqüentemente, a energia magnética ficará confinada ao volume desse entreferro, variando com a posição do rotor.

Na secção 4.3, por aplicação do modelo de campo apresentado na secção 4.2 e recorrendo a relações de semelhança definidas no capítulo 3, estabelecem-se comparações entre parâmetros característicos dos dois conversores, o modular de caminhos curtos para fluxo e um clássico (padrão). Faz-se notar que os conversores, ainda que diferenciados por aspetos de geometria, mantêm iguais as dimensões de referência, em particular o raio do entreferro e o comprimento deste, bem como o comprimento axial (profundidade) da máquina, de modo a permitir comparar variáveis idênticas, nomeadamente, potências e binários. No que se segue, considerar como critério o constrangimento da potência, o que significa fixar a potência nos dois conversores, permite reformular as dimensões (*resizing*) do conversor modular. Por outro lado, ao fixarem-se as dimensões dos conversores e fazendo uso dos modelos à escala, consegue-se estimar os ganhos em termos de peso e perdas do conversor modular relativamente ao padrão.

Na secção 4.4, discutem-se as hipóteses assumidas na construção do modelo de campo, recorrendo, para o efeito, à distribuição de campo resultante de uma análise de elementos finitos em 2D (*FEMM*). Para além do efeito da saturação sobre o fluxo ligado e binário, avaliam-se ainda o campo de fugas e a hipótese de desacoplamento magnético de fases na MERC modular.

4.2 MODELO DE CAMPO

Tomando como exemplo um conversor eletromecânico básico, de relutância e rotativo, com um conjunto de dois polos de iguais dimensões, conforme mostra a figura 4.1, com possibilidade de haver movimento de um, o do rotor, relativamente ao outro, o que tem uma posição fixa – polo do estator. Sendo uma destas saliências magnetizada por uma bobina caracterizada por N espiras e percorrida por uma corrente i , desenvolvem-se forças que tendem a diminuir a relutância do circuito magnético que constitui o sistema, por alteração da sua geometria, isto é, variando a posição relativa dos polos. Para determinar a posição do polo móvel – polo do rotor – e as grandezas características do sistema, são suficientes duas coordenadas de posição. Designou-se por α , a coordenada absoluta associada ao referencial inercial, admitido fixo - estator; e θ , a coordenada relativa que traduz a posição da saliência móvel, relativamente ao polo do estator. Os arcos polares do rotor e do estator são idênticos, o mesmo é dizer que os respetivos ângulos polares β_S e β_R são aproximadamente iguais.

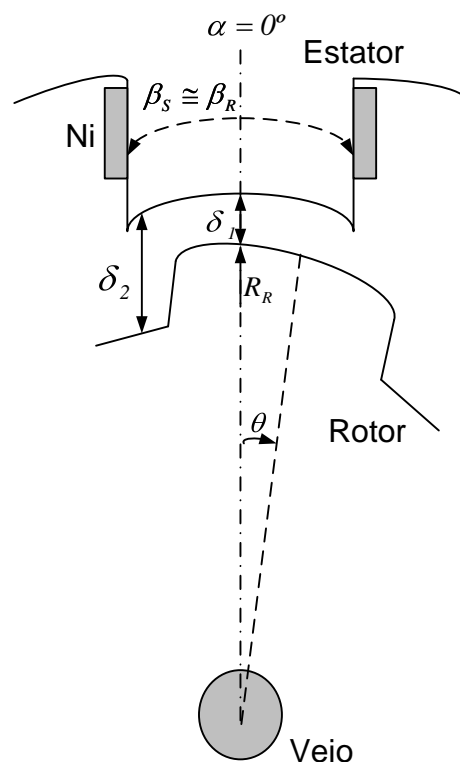


Figura 4.1 – Vista esquemática de parte (dois polos) de um conversor de relutância

A relação entre as fontes de campo – densidades de corrente – e a excitação magnética está explícita numa das equações de Maxwell, reduzida a (4.1), pelo desprezo da corrente de deslocamento (assumido o domínio quase-estacionário). Porque se trata de circuitos bobinados (enrolamentos concentrados), é conveniente expressar a força magnetomotiz imposta, em função do número de espiras do enrolamento e da corrente que o percorre. Assim, por aplicação do teorema de Stokes, a equação anterior pode apresentar-se na forma integral (4.2), que se traduz na circulação do vetor campo magnético \mathbf{H} ao longo dum caminho fechado σ , assente sobre a linha média do circuito magnético e sobre a qual se apoia uma superfície S_σ .

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (4.1)$$

$$\oint_{\sigma} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = \int_{S_\sigma} \mathbf{J} \cdot \mathbf{n} dS = I_\sigma \quad (4.2)$$

No segundo membro de (4.2), figura a corrente ligada com σ , cujo sentido de referência é indicado pela normal \mathbf{n} através da regra de Stokes. Para concretizar o sistema simples de conversão numa MERC clássica da Fig. 4.1, assume-se que, diametralmente oposto ao anterior, está colocado um sistema idêntico de dois polos e igualmente magnetizado por onde se fecham predominantemente as linhas de campo. Não se considera, nesta análise, o efeito da saturação e, no entreferro, desprezam-se o efeito de bordos das saliências e o fluxo de dispersão. Nestas condições, a permeabilidade magnética μ_0 , que relaciona B com H , permite escrever a expressão (4.4), que decorre de (4.3) e onde se faz notar a presença de dois volumes de entreferro no circuito magnético, de espessura variável indicada por $\delta_{(\alpha,\theta)}$. Nestes termos, a densidade de fluxo no entreferro, por baixo do polo do estator e na sua proximidade, é descrita pelas expressões (4.5), (4.6) e (4.7).

$$H_{(\alpha,\theta)} 2\delta_{(\alpha,\theta)} = 2Ni \quad (4.3)$$

$$B_{(\alpha,\theta)} = \mu_0 \frac{Ni}{\delta_{(\alpha,\theta)}} \quad (4.4)$$

$$-\beta_R < \theta < 0, \quad B = \begin{cases} \mu_0 \frac{Ni}{\delta_1} & , -\frac{\beta_R}{2} < \alpha < \frac{\beta_R}{2} + \theta \\ \mu_0 \frac{Ni}{\delta_2} & , \frac{\beta_R}{2} + \theta < \alpha < \frac{\beta_R}{2} \\ 0 & , |\alpha| \geq \frac{\beta_R}{2} \end{cases} \quad (4.5)$$

$$0 \leq \theta < \beta_R, \quad B = \begin{cases} \mu_o \frac{Ni}{\delta_2} & , -\frac{\beta_R}{2} < \alpha < -\frac{\beta_R}{2} + \theta \\ \mu_o \frac{Ni}{\delta_1} & , -\frac{\beta_R}{2} + \theta < \alpha \leq \frac{\beta_R}{2} \\ 0 & , |\alpha| \geq \frac{\beta_R}{2} \end{cases} \quad (4.6)$$

$$|\theta| \geq \beta_R, \quad B = \begin{cases} \mu_o \frac{Ni}{\delta_2} & , -\frac{\beta_R}{2} < \alpha < \frac{\beta_R}{2} \\ 0 & , |\alpha| \geq \frac{\beta_R}{2} \end{cases} \quad (4.7)$$

É de notar que se considerou o campo de excitação magnética nulo nas peças de ferro (usando os limites, $\mu \rightarrow \infty$, $H = \frac{B}{\mu} \rightarrow 0$) e, no entreferro, os campos B e H dependem da posição relativa do polo móvel, justificada pela alteração da relutância magnética imediatamente após se iniciar a sobreposição dos polos. Admitindo que o enrolamento de fase em causa possa estar distribuído por p pares de polos, estes contribuem igualmente para a variação de energia magnética encerrada nos volumes de entreferro. A energia magnética associada ao campo e confinada ao conjunto de entreferros, de volume V_δ cada, pode ser calculada utilizando a expressão (4.8):

$$W_m = 2p \int_{V_\delta} \left(\int_0^B \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B}' \right) dV = p \int_{V_\delta} \frac{B^2}{\mu_0} dV \quad (4.8)$$

Neste conversor básico ($p = 1$), determina-se a evolução das energias associadas ao campo magnético, como se indica em (4.9). Nesta expressão, h representa o comprimento axial da estrutura magnética (“profundidade”) e R_g o raio do entreferro, de espessura δ_1 , que pode ser estimado por (4.10). Este resultado evidencia a importância das dimensões dos entreferros na energia magnética envolvida no processo de conversão.

$$-\frac{\beta_R}{2} < \alpha < \frac{\beta_R}{2}, W_m = \begin{cases} \frac{p\mu_o(Ni)^2}{\delta_1} hR_g(\beta_R - |\theta|) + \frac{p\mu_o(Ni)^2}{\delta_2} hR_g|\theta|, & -\beta_R \leq \theta \leq \beta_R \\ \frac{p\mu_o(Ni)^2}{\delta_2} hR_g\beta_R, & |\theta| \geq \beta_R \end{cases} \quad (4.9)$$

$$R_g = R_R + \frac{\delta_1}{2} \cong R_R \quad (4.10)$$

A assunção do comportamento linear do circuito magnético permite igualar a energia magnética, confinada ao entreferro, à coenergia magnética. Assim, o binário eletromagnético, que nestas máquinas se define como um binário de relutância, pode ser calculado pela derivada parcial da coenergia em ordem à posição do polo móvel, utilizando (4.11).

$$T_e = \frac{\partial W_m^c(i, \theta)}{\partial \theta} = \frac{\partial W_m(i, \theta)}{\partial \theta} \quad (4.11)$$

A expressão (4.12) e a figura 4.2 permitem representar a evolução do binário em função da posição relativa do polo móvel.

$$T_e = \begin{cases} 0, & \theta < -\beta_R \\ \frac{p\mu_0(Ni)^2 hR_g}{\delta_1} - \frac{p\mu_0(Ni)^2 hR_g}{\delta_2}, & -\beta_R < \theta < 0 \\ -\frac{p\mu_0(Ni)^2 hR_g}{\delta_1} + \frac{p\mu_0(Ni)^2 hR_g}{\delta_2}, & 0 < \theta < \beta_R \\ 0, & \theta > \beta_R \end{cases} \quad (4.12)$$

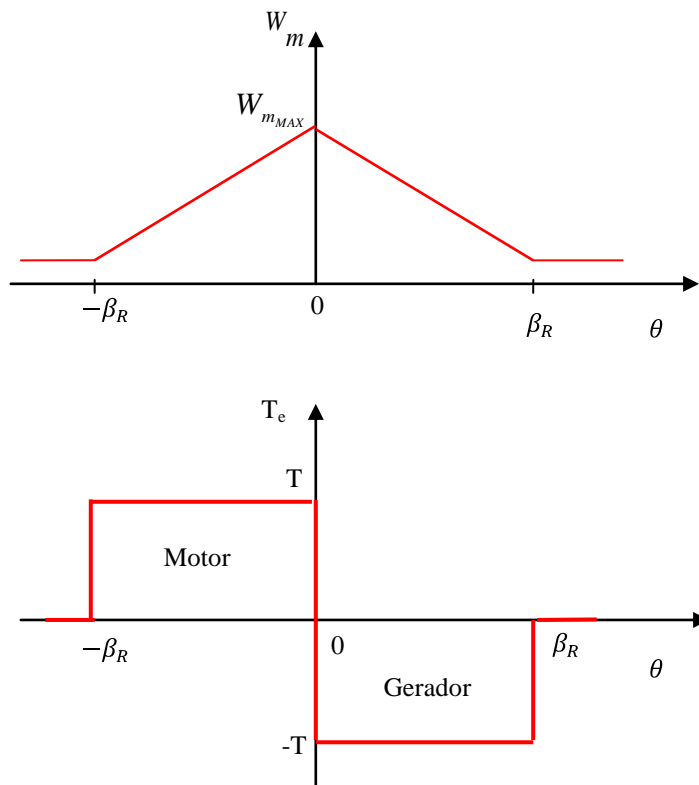


Figura 4.2 – Perfis da energia magnética e do binário eletromagnético, para os regimes de funcionamento motor e gerador

Pode inferir-se, dos resultados indicados em (4.12), que após a passagem pela posição de alinhamento das saliências, ocorre a inversão do binário. A energia magnética associada ao campo é máxima, quando os polos se encontram alinhados (4.13) e o binário apresenta um valor máximo absoluto T , dado por (4.14). A aproximação que se considerou no cálculo do binário máximo decorre do projeto deste tipo de conversores, onde usualmente $\delta_1 \ll \delta_2$, o que se traduz numa densidade de fluxo de valor muito baixo, quando os polos não estão sobrepostos, na parte do entreferro localizada por baixo dum polo bobinado.

$$W_{m_{MAX}} = \frac{p\mu_o(Ni)^2 hR_g \beta_R}{\delta_1} \quad (4.13)$$

$$T = p\mu_o(Ni)^2 hR_g \left(\frac{1}{\delta_1} - \frac{1}{\delta_2} \right) \cong \frac{p\mu_o(Ni)^2 hR_g}{\delta_1} \quad (4.14)$$

Se considerarmos uma topologia MERC em regime de funcionamento gerador, a que se impôs uma velocidade angular ω , com N_S e N_R polos no estator e no rotor e m fases, caracterizada por um passo polar τ_R , o binário eletromagnético médio e a respetiva potência, são expressos por (4.15) e por (4.16):

$$\langle T_e \rangle = m \frac{\beta_R}{\tau_R} \left(\frac{p\mu_o N^2 hR_g}{\delta_1} \right) I_{ef}^2, \quad \tau_R = \frac{2\pi}{N_R} \quad (4.15)$$

$$P = \omega \langle T_e \rangle \quad (4.16)$$

4.3 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DAS TOPOLOGIAS

Ao desenho do protótipo de Mueller (2005) de uma MERC 12/16 (3 fases), 20kW, assumida aqui como máquina padrão para as baixas velocidades (considerada turbina eólica a plena carga com velocidade do vento de 12m/s), estão associados os seguintes parâmetros:

$$N = 130 \text{ espiras}, \delta_1 = 0,5\text{mm}, h = 350\text{mm}, R_g = 325\text{mm}.$$

O critério que justificou a escolha dessa topologia padrão será descrito no capítulo seguinte, uma vez que, neste, interessa tão-somente o conhecimento de alguns parâmetros similares relativos à estrutura magnética que são relevantes para a comparação de desempenhos e características das topologias em causa.

Recorrendo às duas últimas expressões, considerando uma velocidade constante de 105 rpm (meia carga, relativa à potencia mecânica da turbina), calcula-se o binário eletromagnético médio e respetiva potência referida a valores nominais, e compara-se com a MERC modular 16/14 (4 fases) com raio R_g idêntico ao da MERC padrão, conforme desenhos das figuras 4.3 e 4.4. Os resultados apresentam-se na tabela 4.I. Optou-se, nesta análise comparativa, por uma situação de meia carga e, portanto, com correntes de fase mais reduzidas de forma a atenuar os efeitos da saturação magnética sobre os resultados obtidos. Note-se que, para qualquer dos dois conversores, no cálculo da energia magnética circunscrita ao entreferro existem *quatro volumes* V_δ ($p = 2$).

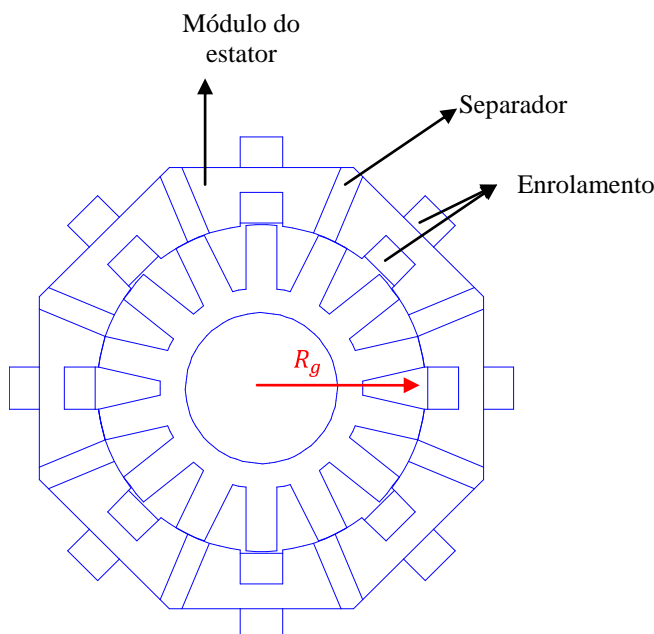


Figura 4.3 – MERC modular 16/14

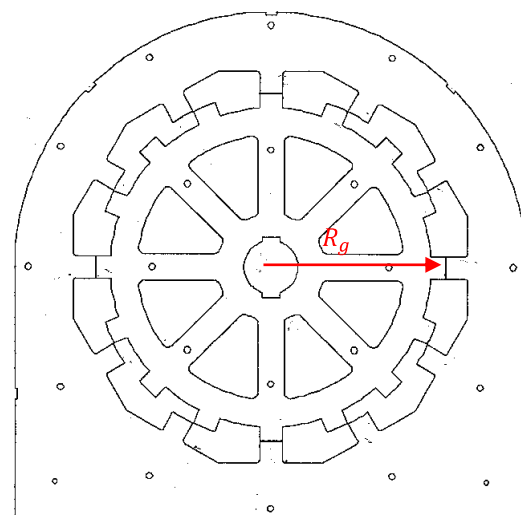


Figura 4.4 – MERC clássica 12/16 (desenho adotado do protótipo de Mueller)

TABELA 4.I Comparação do binário e potência calculados a meia carga

Meia carga	n [rpm]	$\langle T \rangle$ [Nm]	P [kW]
MERC clássica 12/16	105	T_{MC}	P_{MC}
MERC modular	105	$1,56 T_{MC}$	$1,56 P_{MC}$

A MERC modular, para idêntica F_{mm} imposta e ainda dimensões idênticas de entreferro (δ, R_g, L), apresenta um binário 56% superior ao da máquina padrão. Esta mais-valia reside no maior número de fases (mais uma que o protótipo) e na maior secção dos polos do rotor (maior β_R) como se pode constatar pelos parâmetros inscritos na tabela 4.II.

TABELA 4.II Parâmetros das máquinas comparadas

	m	N_R	τ_R [rad]	β_R [rad]
MERC clássica 12/16	3	16	$\pi/8$	$\pi/24$
MERC modular	4	14	$\pi/7$	$\pi/18$

As leis de escala permitem facilmente relacionar e comparar grandezas características dos dois conversores e, dessa forma, propor alterações dimensionais sustentadas, por exemplo, num critério diferencial de potência (ou binário).

Como apresentado no capítulo 3, seguindo uma lei de semelhança que contemple escalas diferenciadas, para o material, e um regime de equilíbrio térmico, de forma a conter a elevação de temperatura dentro de limites aceitáveis, a potência é dada pela relação (4.17).

$$P_N \propto m N_R \omega B^2 l_F^3 \quad (4.17)$$

Admitindo a densidade de fluxo constante pelas razões de ordem prática já invocadas da saturação, pode-se imaginar uma máquina modular de potência (P'_N) igual à do conversor padrão (P_N) e, partindo dos valores indicados na tabela 4.I, inferir-se as seguintes relações de rescalamento (4.18) e (4.19).

$$\frac{P'_N}{P_N} \propto \frac{m' N'_R}{m N_R} \left(\frac{l'_F}{l_F} \right)^3 \quad (4.18)$$

$$l'_F \propto \left(\frac{1}{1,56} \frac{m N_R}{m' N'_R} \right)^{1/3} l_F \propto 0,82 l_F \quad (4.19)$$

Essa operação de rescalamento, representada na figura 4.5, compreende duas etapas: a primeira consiste em estimar, para potências nominais idênticas, a redução em termos proporcionais da dimensão característica da máquina modular relativamente à máquina padrão (M_{REF}). Depois de efetuado o rescalamento (M_{MOD}^*), é possível estabelecer uma relação entre pesos dos materiais e ainda comparar, qualitativamente, os rendimentos das topologias em causa (ainda que, neste último, por simplicidade de análise, se considerem apenas as perdas do cobre no cômputo das perdas).

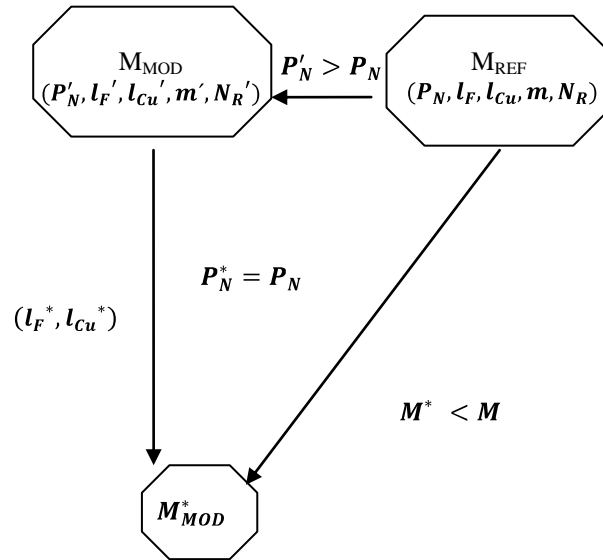


Figura 4.5 – Método de rescalamento utilizado na comparação dos conversores

Como o peso é proporcional ao cubo da dimensão característica, conclui-se que, para a mesma potência e após rescalamento, a máquina modular tem, em termos relativos, um peso do ferro de aproximadamente 55% da máquina padrão, que se traduz numa redução de 45% do volume ocupado pelo conversor. As relações (4.20) e (4.21) sustentam essa afirmação.

$$\frac{M_F^*}{M_F} \propto \frac{(l_F^*)^3}{(l_F)^3} \quad (4.20)$$

$$M_F^* \propto 0,55 M_F \quad (4.21)$$

A mesma estimativa pode ser efetuada para o peso do cobre. Neste caso, temos reduções da ordem dos 33%, como se pode inferir pela relação (4.22).

$$M_{Cu}^* \propto \frac{(l_{Cu}^*)^3}{(l_{Cu})^3} M_{Cu} \propto \frac{(l_F^*)^2}{(l_F)^2} M_{Cu} \propto 0,67 M_{Cu} \quad (4.22)$$

Esta vantagem relativamente à máquina clássica é importante no âmbito das tomadas de decisão inerentes a um projeto desta natureza, podendo consubstanciar-se numa redução apreciável de custos com material.

Para avaliar qualitativamente o ganho de potência implícito nesta redução de peso da MERC modular, pode-se estabelecer uma relação de escala expressa em $\frac{W}{kg}$, de potências específicas, conforme se indica em (4.23). Ao serem comparadas as topologias, prevê-se um acréscimo de potência de cerca de 80% e 50%, respetivamente, por unidade de massa de ferro e de cobre relativamente à máquina padrão.

$$P_{esp} = \frac{P}{M} \quad (4.23)$$

Uma indicação sobre o rendimento pode ser proporcionada se forem estimadas as perdas por efeito de Joule, conforme a relação já deduzida no capítulo anterior e indicada aqui em (4.24). O constrangimento relativo à elevação da temperatura é usado como critério para fixar o valor da densidade de corrente, como indica a relação (4.25).

$$P_J \propto mJ^2 l_{Cu}^3 \quad (4.24)$$

$$J \propto \frac{1}{\sqrt{l_{Cu}}} \quad (4.25)$$

Seguindo este raciocínio, para potências idênticas e após rescalamento, as perdas por efeito de Joule nos condutores da máquina modular apresentam uma relação quadrática com a dimensão linear, conforme se indica em (4.26). Nessa situação, as perdas por efeito de Joule na máquina modular são idênticas às da máquina padrão, como se pode constatar em (4.27).

$$\frac{P_{Jr}^*}{P_{Jr}} = \frac{\frac{P_J^*}{P_N^*}}{\frac{P_J}{P_N}} \propto \frac{m^*(l_{Cu}^*)^2}{m(l_{Cu})^2} \propto 1, \quad P_N^* = P_N \quad (4.26)$$

$$P_{Jr}^* \propto P_{Jr} \quad (4.27)$$

Note-se que o rescalamento foi feito com base numa potência nominal idêntica e fixada constante. Todavia, é possível concluir que, ainda que haja um rescalamento por redução das dimensões características da MERC modular, não é expectável que o rendimento do conversor de menores dimensões seja inferior. Embora não se tenha considerado as perdas no ferro, não é previsível que com estas haja uma degradação do rendimento da máquina modular.

Chegado a este ponto, na análise dimensional proposta de conversores de idêntica potência, as reduções significativas de peso do ferro e do cobre estimadas, aliadas à preservação dum bom rendimento, apontam o conversor modular de caminhos de fluxo curtos como uma alternativa válida e a ter em conta nas aplicações de baixa velocidade, nomeadamente nos aproveitamentos de energia

eólica, em que o sistema gerador geralmente se encontra a elevada altura do solo ou da superfície da água. Nesses casos, o peso pode ser um fator determinante na escolha das máquinas a utilizar como gerador, a que acrescem outros aspetos positivos como o bom rendimento e menores custos de material e manutenção.

4.4 VALIDAÇÃO DAS HIPÓTESES POR ELEMENTOS FINITOS

O projeto de uma MERC concebida para funcionar como gerador acoplado diretamente a uma turbina de baixas velocidades indicia, como se justificou no capítulo anterior, um número significativo de polos e, em número menor, de fases. Contudo, essa exigência e o compromisso com a potência mecânica das turbinas impõem condicionalismos inerentes às dimensões do protótipo a construir. Perante estes constrangimentos de ordem prática, optou-se por validar as hipóteses que sustentam as previsões sobre a MERC modular, recorrendo a um programa de elementos finitos (*FEMM 2D*).

O estator é constituído por módulos em forma de U bobinados, tendo uma fase dois circuitos (enrolamentos concentrados) localizados em módulos diametralmente opostos e separados entre si por um material não magnético. Admitida a independência magnética dos circuitos bobinados e a excitação não simultânea das fases, estão reunidas as condições para uma análise por fase. As figuras 4.6 e 4.7 ilustram duas posições particulares do rotor em que não há produção de binário - posições não alinhada e alinhada; a figura 4.8, uma posição intermédia onde se desenvolve binário.

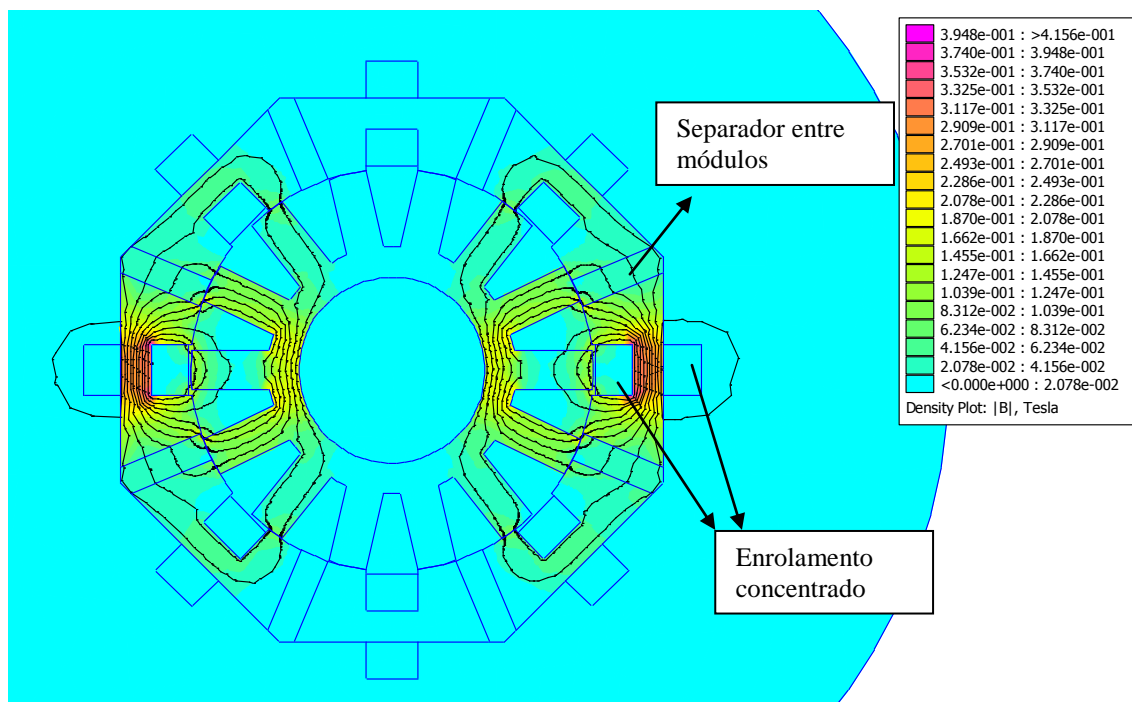


Figura 4.6 – Distribuição do campo de indução magnética resultante de uma fase excitada com o rotor na posição não alinhada, mostrando linhas de fluxo

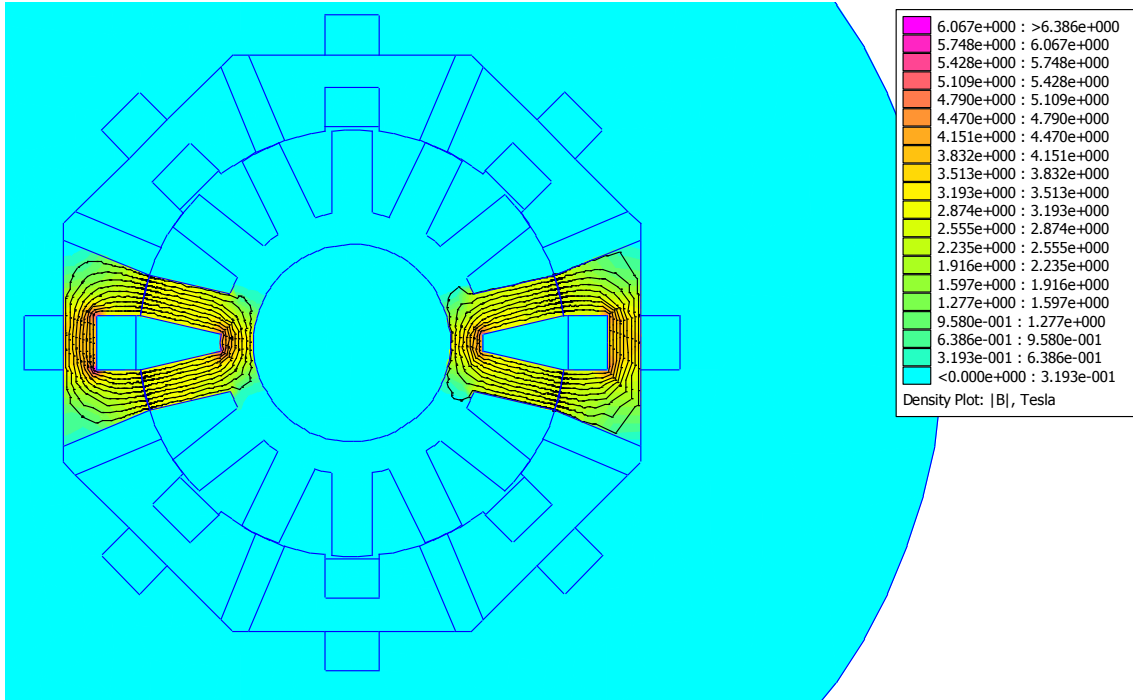


Figura 4.7 – Rotor na posição alinhada

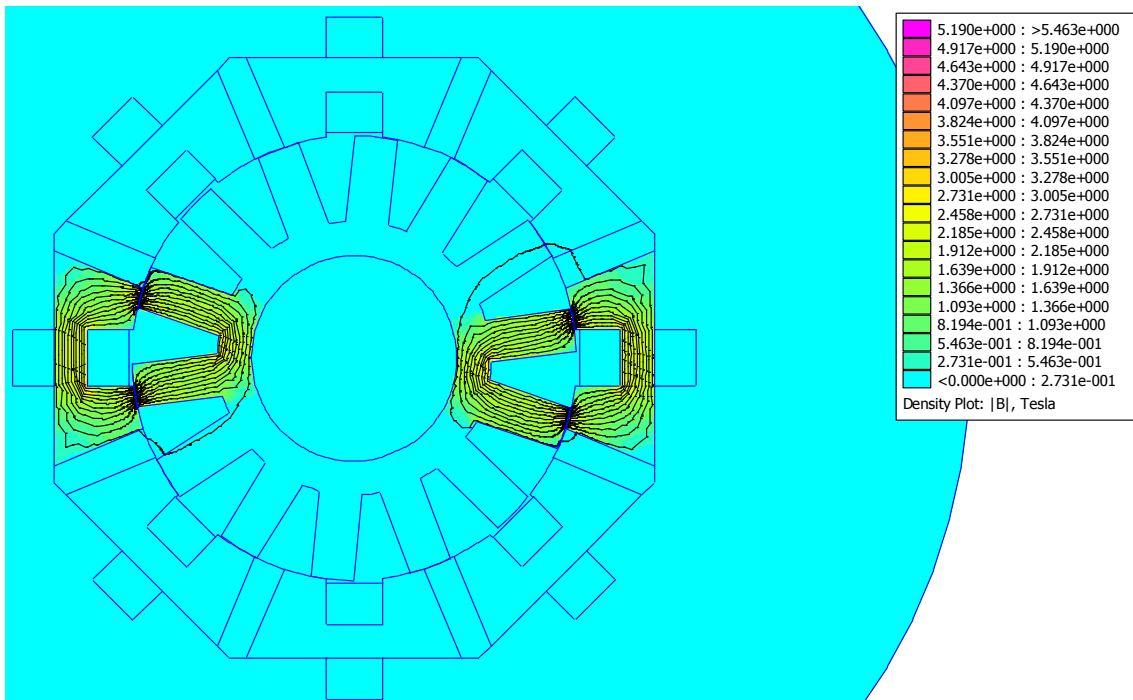


Figura 4.8 – Rotor numa posição intermédia

Optou-se por um programa de elementos finitos 2D em detrimento de um 3D, por ser pouco relevante, para esta comparação de topologias, o efeito dos bordos na distribuição de campo.

Apesar de a topologia padrão (protótipo) ser estruturalmente diferente da MERC modular, procurou-se preservar as mesmas dimensões principais e a força magnetomotriz imposta, nomeadamente, o diâmetro exterior do estator, o comprimento axial, o raio e a espessura do entreferro, e a densidade de corrente.

A comparação de desempenho, realizada com base no modelo de campo, assentou no comportamento linear do circuito magnético da MERC. Para prevenir o efeito de uma acentuada saturação e assim condicionar fortemente a distribuição de campo, começou por analisar-se um regime de meia carga. A figura 4.9 representa o fluxo ligado a um circuito bobinado e o binário em função da posição do rotor. A ondulação de binário, visível quer no regime motor quer no regime gerador, tem origem no comportamento quase-linear do fluxo (seria linear se o declive fosse constante). Nesta situação particular, em que não é contemplada a saturação magnética do ferro, o fluxo ligado dos circuitos expressa-se pelo produto da corrente por um coeficiente de indução, em que este só depende da posição do rotor. Por conseguinte, o binário instantâneo é calculado, mantendo a corrente constante, pela derivada da coenergia magnética em ordem à posição do rotor, de que resulta uma proporcionalidade entre o binário e a derivada do fluxo.

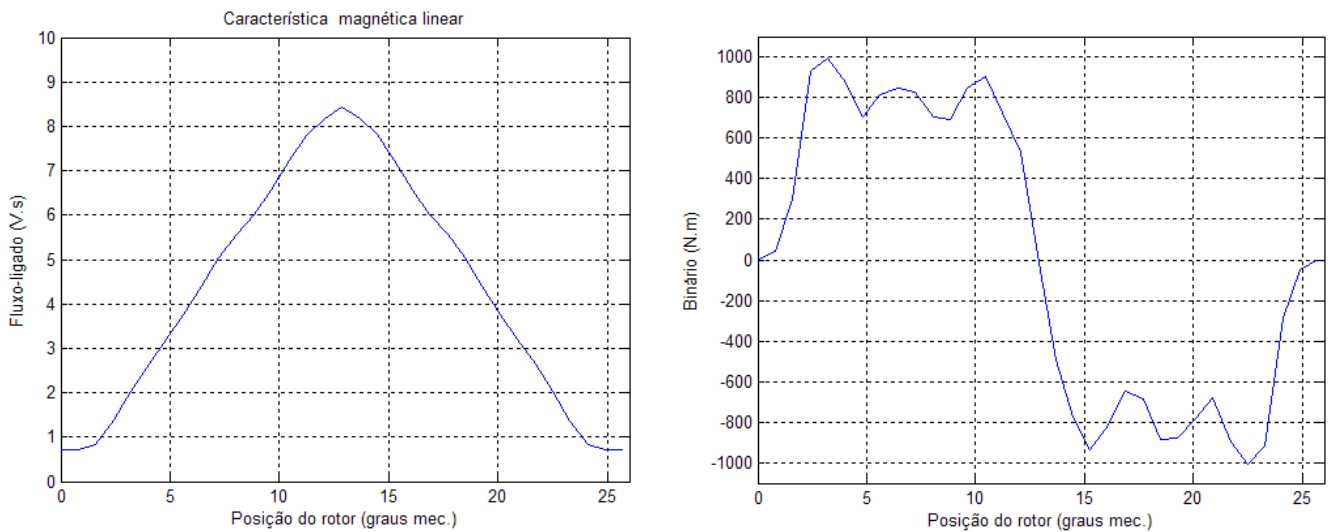


Figura 4.9 – Fluxo ligado e binário da MERC modular, não considerando a saturação magnética.

As MERC, em geral, apresentam uma saturação magnética acentuada quer funcionem em regime motor (Rafael, Pires, Branco, 2003) quer em regime gerador (Torrey,2002).

Se na análise de elementos finitos se considerar a característica magnética real do material, que previsivelmente iria constituir o estator e o rotor, o efeito da saturação é particularmente evidente, como se mostra na figura 4.10. Esse efeito é facilmente localizado, e faz-se sentir logo que haja o mínimo de sobreposição dos polos do rotor com os do estator. Este fenómeno acarreta uma perda de binário e, consequentemente, de potência útil, contudo é extensivo às duas máquinas. Assim, prevê-se que tenha pouco peso sobre os resultados das comparações de desempenho que se efetuaram, anteriormente, tendo em consideração as relações de escala e do modelo de campo desenvolvidos.

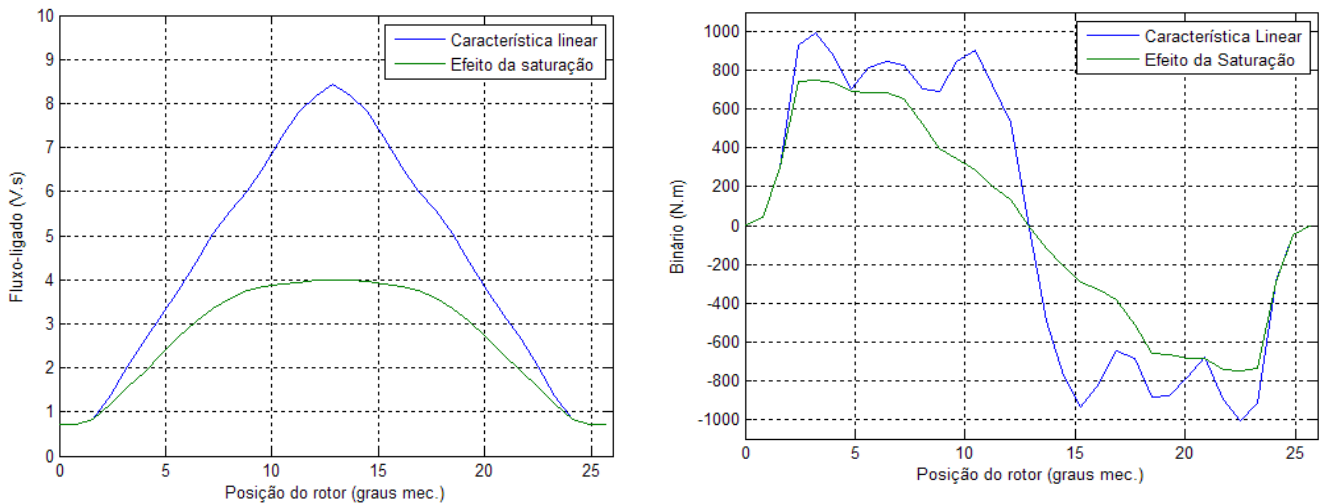


Figura 4.10 – Efeito da saturação nas características magnética e de binário da MERC modular.

Acrescente-se ainda que, do ponto de vista do utilizador que quer otimizar o aproveitamento em termos energéticos, a meia carga está longe de traduzir o ponto de funcionamento de melhor rendimento. Contudo, permite concluir que, nesse regime de carga reduzida, a saturação já tem uma influência significativa sobre o binário médio. Esta é uma característica comum e expectável neste tipo de máquinas e, como se verá com o protótipo ensaiado por Mueller (2005) e respetivos resultados experimentais (capítulo 5), não penaliza em demasia o rendimento, mantendo-o ainda em níveis elevados.

Chegado a este ponto e não sendo esta máquina modular uma exceção no domínio das MERC, é previsível que a intensidade de corrente influencie fortemente as características de fluxo e de binário, reduzindo os seus valores, sem, no entanto, deteriorar as respetivas formas dessa características. Como se mostra na figura 4.11, para plena carga (I_{PC}), meia carga (I_{MC}) e $\frac{3}{4}$ de meia carga (I_{red}), a saturação torna-se perceptível para correntes significativamente inferiores à nominal, sendo um fenómeno que, por ser extremamente localizado nestas máquinas, se manifesta desde logo para baixas correntes no enrolamento.

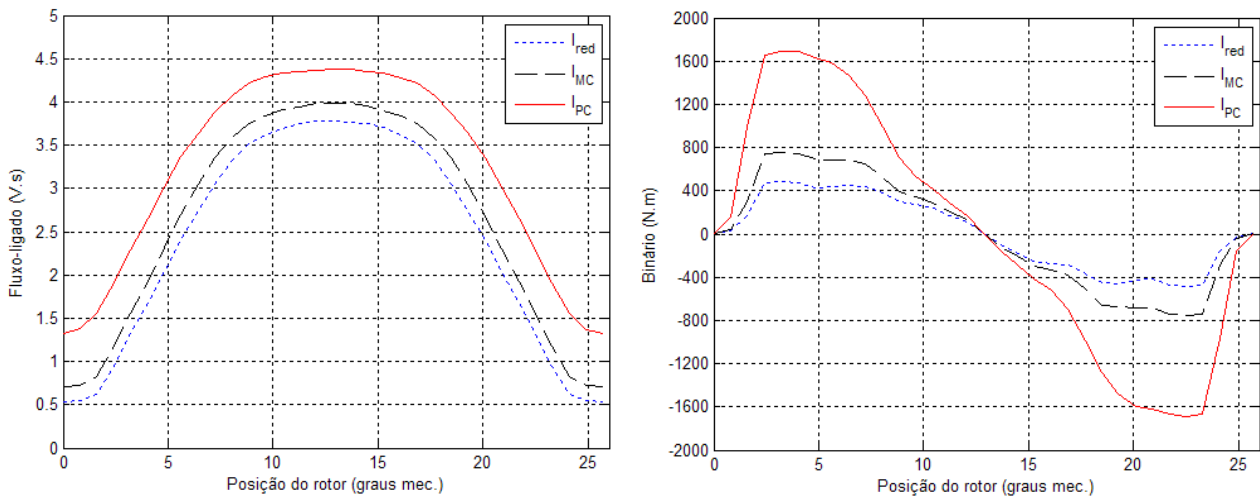


Figura 4.11 – Efeito da variação da intensidade de corrente nas caraterísticas magnética e de binário da MERC modular.

Pode-se ser tentado a pensar que uma estrutura modular, incluindo “isoladores magnéticos” no lugar dos separadores entre módulos, poderia modificar a distribuição do campo e reduzir o fluxo de fugas e, dessa forma, contribuir para reduzir o afastamento entre as caraterísticas de binário, logo que se inicia a sobreposição de polos. Numa perspetiva comparativa, um isolador magnético real e um isolador perfeito, respetivamente, com permeabilidades relativas de 1 e de 10^{-5} , apresentam um pequeno afastamento entre as caraterísticas magnéticas lineares, porém, este mantém-se praticamente constante ao longo de todo o passo polar. Este paralelismo entre curvas de fluxo conduz a uma “colagem” quase perfeita das caraterísticas de binário, como se mostra na figura 4.12.

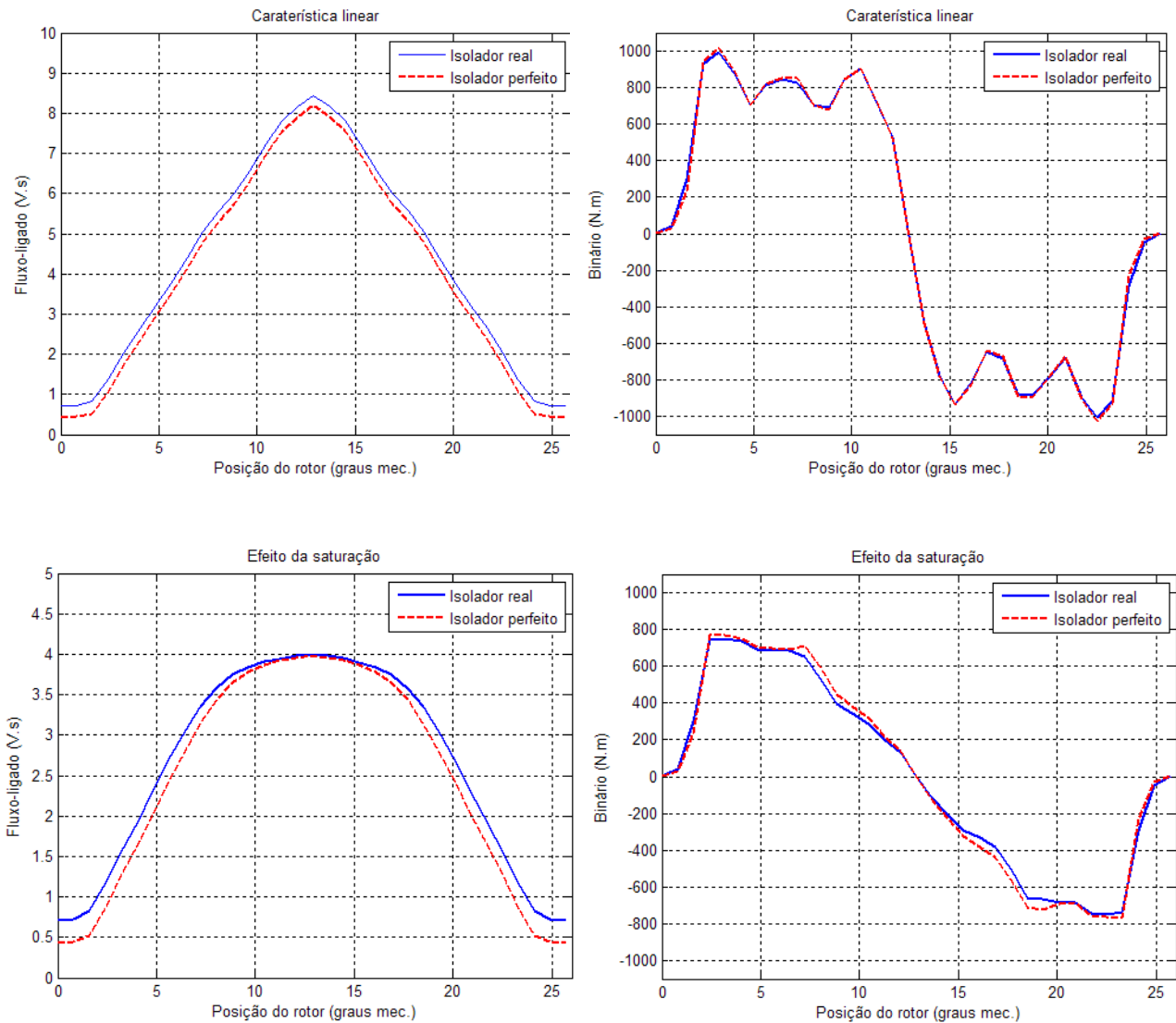


Figura 4.12 – Efeito do material do separador entre módulos sobre as caraterísticas magnética e de binário da MERC modular

No caso da caraterística magnética não-linear, a equidistância entre curvas de fluxo perde-se na região de vizinhança da posição de alinhamento de polos, perda essa responsável pela “descolagem”, ainda que ligeira, das duas caraterísticas de binário.

Os valores de fluxo ligado e de binário, obtidos por elementos finitos, e os respetivos andamentos apresentados corroboram os modelos que se construíram e que sustentaram as análises comparativas sobre a máquina modular e a máquina clássica na ausência de saturação. Esta afirmação justifica-se, em parte, por a presença do separador entre módulos pouco influir nos resultados relativos ao fluxo e binário. Por outro lado, as hipóteses simplificativas de linearidade do circuito magnético, consideradas no modelo de campo, e as previsões consequentes não perdem validade porque são comparadas

caraterísticas e parâmetros de máquinas que, embora diferentes na topologia, na generalidade têm dimensões geométricas proporcionais.

Outro aspeto que podemos observar, e que envolve o separador entre módulos, é a distribuição de campo B, representativa da densidade de fluxo no circuito magnético que constitui a máquina modular em três posições caraterísticas – não alinhada, alinhada e intermédia (rever as figuras 4.7, 4.8 e 4.9).

A figura 4.13 torna evidente que o fluxo de fugas através do separador entre módulos diminui consoante os polos do rotor se alinham com os do módulo do estator. Na posição não alinhada, onde o fluxo de fugas toma o valor máximo, são visíveis as linhas de fuga do campo de indução magnética que se fecham pelo ar e pelo material que serve de suporte físico ao separador entre módulos. A não simetria da curva obtida deve-se à escolha da superfície atravessada pelo fluxo de fugas: foi considerada a superfície de contacto do separador e do módulo bobinado e esta não se encontra a meio do separador.

O efeito da saturação manifesta-se, sobretudo, nas posições intermédias, resultando num aumento do peso do fluxo de fugas relativamente ao fluxo por espira. Na posição alinhada, o fluxo de fugas é mínimo e é praticamente independente do nível de saturação do circuito magnético. Na posição não alinhada e na sua vizinhança, a influência da saturação sobre o fluxo de fugas é também desprezável.

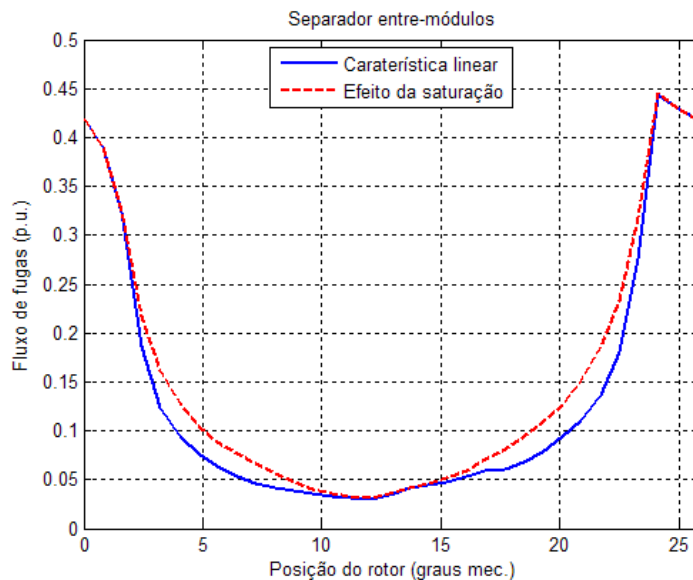


Figura 4.13 – Fluxo de fugas normalizado (com base no fluxo por espira) através da superfície de contacto do separador e de um módulo.

Através da análise de elementos finitos, é ainda possível avaliar o acoplamento magnético entre fases por cálculo do fluxo ligado num enrolamento de uma fase contígua à que se encontra excitada.

A indução magnética em fases contíguas é particularmente perceptível na figura 4.7 (posição não

alinhada) pelas linhas de campo que se fecham nos módulos adjacentes à fase que é excitada.

A figura 4.14 mostra que os valores de fluxo magnético mútuo são muito baixos e podem ser considerados desprezáveis face ao fluxo ligado do enrolamento, quer seja na situação linear quer seja na presença da saturação. Esta constatação confirma a fraca ligação magnética entre fases, quando excitadas individualmente, à semelhança do que se verifica em outras MERC clássicas (Rafael, Pires, Branco, 2003) e, nesse âmbito, esta máquina modular não constitui exceção.

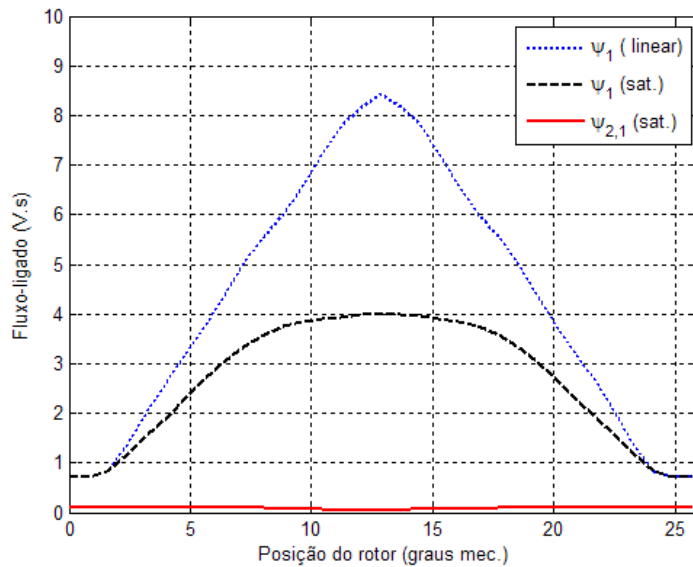


Figura 4.14 – Fluxo ligado da fase 2 devido à fase 1 (excitada)

4.5 CONCLUSÕES

Em máquinas desta natureza, caracterizadas por uma saturação acentuada, a construção de um modelo de campo que se apoia sobre a hipótese de linearidade do circuito magnético poderia parecer, à partida, uma escolha pouco razoável. Contudo, podem-se comparar os desempenhos de duas MERC estruturalmente diferentes (no número de polos, por exemplo) desde que se preservem algumas dimensões elementares do circuito magnético por onde circula o fluxo, nomeadamente, o diâmetro exterior do estator, o raio do entreferro e o seu comprimento radial (“espessura”), e o comprimento axial, já que estas dimensões também condicionam a secção dos polos. Considerando idêntica a distribuição de força magnetomotriz imposta por fase, em cada uma das máquinas, o efeito da saturação magnética é extensivo às duas topologias de MERC e, nesse sentido, vai manifestar-se de forma semelhante, ou seja, enfraquecendo o fluxo praticamente nas mesmas proporções. Como se constatou neste capítulo, um acoplamento magnético entre fases muito fraco reforça o recurso aos modelos de campo pela simplicidade do cálculo que daí resulta.

Ao efetuar um rescalamento da máquina à luz das leis de escala, baseados numa comparação tendo por referência uma MERC clássica, este fenómeno da saturação, ainda que presente, é pouco relevante para as previsões em termos de desempenho, tendo em consideração as relações de proporcionalidade alcançadas.

As análises de elementos finitos permitem validar as características de binário e analisar a influência sobre estas da densidade de corrente, da saturação e do fluxo de fugas, incluindo, neste último aspeto, uma análise do efeito das propriedades de isolamento magnético do material que constitui o separador entre os módulos.

Os benefícios previstos associados ao menor peso, quer do cobre quer do ferro, e os bons rendimentos previstos para esta MERC modular, comparativamente a uma MERC clássica de igual potência, reivindicam, para essa máquina, uma mais ampla investigação como gerador e indiciam uma possível alternativa em aplicações com velocidades baixas, num mercado competitivo como é o das energias renováveis.

Capítulo 5

Simulação e Validação de Modelos

Resumo: Na primeira parte deste capítulo, é construído um modelo de parâmetros concentrados que contemple a saturação magnética e a aplicação a diferentes topologias de MERC. A topologia modular é testada com esse modelo. Numa segunda parte, o mesmo modelo é utilizado para simular o comportamento de algumas grandezas da máquina padrão, sendo os resultados validados por valores experimentais obtidos com esse protótipo. Na parte final, discutem-se resultados obtidos à luz dos modelos construídos e das respectivas hipóteses assumidas.

5.1 INTRODUÇÃO

No seguimento dos anteriores e mantendo a linha de orientação que presidiu ao desenvolvimento deste trabalho, este capítulo pretende demonstrar que, independentemente da diversidade de topologias de MERC e dos paradigmas construtivos que se considerem, os modelos matemáticos adotados para simular e validar os desempenhos são usados em todo esse domínio sem perda de generalidade. Essa constatação permite, assim, validar desempenhos de diferentes topologias magnéticas com os mesmos modelos por simples substituição de alguns parâmetros característicos e introduzindo a característica de fluxo ligado adaptada à geometria da estrutura magnética que interessa analisar.

De um modo generalizado, a dinâmica dos conversores elétricos de relutância comutada é representada por modelos de parâmetros concentrados por razões de ordem prática (simplicidade associada à implementação e processamento, aos algoritmos de cálculo e de medida), em detrimento de modelos de parâmetros distribuídos.

Embora o princípio de funcionamento da MERC seja simples, a maior dificuldade de interpretação do comportamento dinâmico reside na existência de polos salientes no estator e no rotor da máquina, que lhe conferem características fortemente não lineares. Independentemente do regime de funcionamento e do sentido de rotação, com a progressiva sobreposição dos polos, a evolução da corrente é condicionada pela saturação dos materiais magnéticos. Esse desenho peculiar da sua estrutura magnética é um argumento suficiente para se utilizarem geralmente parâmetros associados aos circuitos bobinados, dependentes da posição do rotor e da corrente na fase. A comutação eletrônica associada aos circuitos do estator aponta para um modelo da máquina assente na teoria de circuitos de contatos deslizantes (*circuitos lineicos*, Matagne e Garrido (2004)). Segundo esta teoria podem-se definir parâmetros e variáveis globais suficientemente representativos, sem haver preocupação com uma análise fina da “física interna” da máquina, porque só os valores médios têm influência no seu comportamento global. Contudo, embora os circuitos da MERC não sejam filiformes, na presente abordagem e nas aplicações em análise, podem ser considerados como se o fossem.

A estratégia que aqui se perfilha, na formulação do modelo de parâmetros concentrados, é orientada por objetivos previamente estabelecidos e assenta no conhecimento das relações entre grandezas que regem os subsistemas elétrico e mecânico que compõem o conversor, e de variáveis representativas do seu funcionamento global. Assumindo essa postura, adotar-se-á um modelo suficientemente abrangente que permita analisar o regime gerador da MERC numa gama suficientemente ampla de velocidades e que quantifique o efeito da saturação magnética sobre as grandezas eletromagnéticas, elétricas e mecânicas relevantes, respetivamente, o fluxo ligado, a corrente e o binário.

Mediante esses requisitos, adotou-se o modelo comumente utilizado nos motores elétricos de relutância comutada (*SRM*) que se baseia na teoria dos circuitos e associa à máquina um número de fases igual ao número de circuitos bobinados do estator, admitindo-os desacoplados magneticamente - já constatado ser uma boa aproximação no capítulo precedente.

Na secção 5.2, apresenta-se o modelo que foi desenvolvido, respeitando as premissas atrás indicadas onde se recorreu a métodos de elementos finitos para calcular com rigor a característica magnética da máquina modular. Porém, por ser mais expedito e não perder generalidade, resultante de um compromisso entre precisão e simplicidade, é feita uma abordagem a um modelo que aproxima as características magnéticas a curvas triangulares. Esta aproximação geométrica é a mais consensual em textos de caráter pedagógico e de referência e tem particular relevância em estudos comparativos no domínio dos conversores elétricos de relutância comutada.

As hipóteses e soluções adotadas, embora possam ser num ou noutro caso discutíveis, respeitam um critério de base: poderem ser comprovadas experimentalmente. Nesse sentido, na secção 5.3 o modelo adotado é aplicado a uma MERC regular 12/16 que se tomou nesta dissertação como referência e termo de comparação. O modelo foi validado através de medições efetuadas num protótipo de um gerador de relutância comutada, 12/16, 20 kW, ensaiado nos laboratórios da Universidade de Edimburgo. Com esses resultados experimentais, construiu-se e aferiu-se a característica magnética do protótipo, integrando-a no esquema de blocos do modelo como tabela de duas entradas (corrente e posição); o algoritmo de simulação permitiu testar o modelo numa perspetiva comparada, tendo como referência os valores do binário e da corrente obtidos nos ensaios. A finalizar, apresentam-se e discutem-se metodologias qualitativas e quantitativas para a previsão das perdas nos materiais e fazem-se estimativas de rendimento do conversor.

5.2 MODELO DE PARÂMETROS CONCENTRADOS DA MERC

A máquina elétrica de relutância comutada apresenta-se como um sistema físico multivariável e não linear de dinâmica algo complexa. A modelização generalizada no domínio das máquinas elétricas, baseada na teoria dos circuitos, considerando os circuitos filiformes, é a mais frequente.

É suficiente associar à máquina um número de circuitos igual ao número de fases do conversor eletrônico de potência e proceder a uma análise por circuito, admitindo que não há condução simultânea durante a comutação de fases (o “recobrimento” por modelização das correntes das fases é no entanto importante na atenuação do *ripple* de binário, como referido no capítulo 1). A acrescentar ao desacoplamento magnético entre fases, considera-se ainda a resistência dos circuitos bobinados constante e independente da forma de onda de corrente, frequência e temperatura. Não se consideram as perdas mecânicas e os binários que lhe estão associados.

Por aplicação da lei geral de indução, a equação elétrica de qualquer dos circuitos bobinados é a da forma expressa em (5.1), onde u , i e ψ representam, numa fase e respetivamente, a tensão, a corrente e o fluxo ligado, figurando ainda o parâmetro R , a resistência por fase, sendo θ a posição do rotor.

$$u = Ri + \frac{d\psi(i, \theta)}{dt} \quad (5.1)$$

Assim e reforçando o que foi introduzido em &3.2.2.1, os efeitos da saturação magnética e a construção de dupla saliência inerente à máquina elétrica de relutância estabelecem que o fluxo magnético de ligação (5.2) seja uma função não linear da corrente na fase e da posição angular do rotor.

$$\psi(i, \theta) \quad (5.2)$$

A equação mecânica (5.3) traduz o equilíbrio dos binários presentes. O termo T_e representa o binário eletromagnético produzido pela máquina; T_m , o binário mecânico exterior imposto pela fonte primária de energia; e J é o momento de inércia do grupo.

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_m \quad (5.3)$$

O binário eletromagnético T_e calcula-se pela derivada da coenergia magnética W_m^c em ordem à posição do rotor, tomada a corrente constante, como se indica em (5.4) e (5.5), dependendo ambas as grandezas da corrente e da posição do rotor.

$$T_e(i, \theta) = \left. \frac{\partial W_m^c(i, \theta)}{\partial \theta} \right|_{i = cte} \quad (5.4)$$

$$W_m^C = \int_0^i \psi(\xi, \theta) d\xi \Big|_{\theta = cte} \quad (5.5)$$

Como se pode constatar pelas equações acima indicadas, a característica magnética ocupa um lugar basilar na formulação de modelos subjacentes a esta máquina. Para simular as condições impostas pela dupla saliência e funcionamento da MERC em regiões de acentuada saturação magnética, a obtenção da característica de fluxo ligado é por vezes aproximada por funções matemáticas, mais ou menos complexas, conforme já referido no capítulo 2 (subsecção &2.2.1.1). Ainda no domínio analítico, acresce a já referida aproximação por elementos finitos. A juntar a essas metodologias, tem-se a via experimental, geralmente mais morosa e exigente em termos de recursos materiais, sendo a referida característica obtida por medida direta (fluxo) ou medida indireta (tensão e corrente).

Seguindo esta ordem de ideias e ponderando os argumentos invocados de precisão e de otimização de tempo e recursos, considera-se como escolha mais acertada as características de fluxo ligado serem obtidas com base em análises de elementos finitos.

A figura 5.1. apresenta a evolução da coenergia magnética relativa a uma fase da MERC modular ao longo de um passo polar. Na figura 5.2, representam-se as características magnéticas onde as curvas de fluxo ligado são construídas por cálculo da derivada da coenergia em ordem à corrente, para as diversas posições do rotor. Em ambas as figuras são visíveis os efeitos da saturação magnética, nomeadamente, no andamento das curvas de fluxo para correntes acima dos 10 A, sendo mais notória nas posições de maior área de sobreposição de polos.

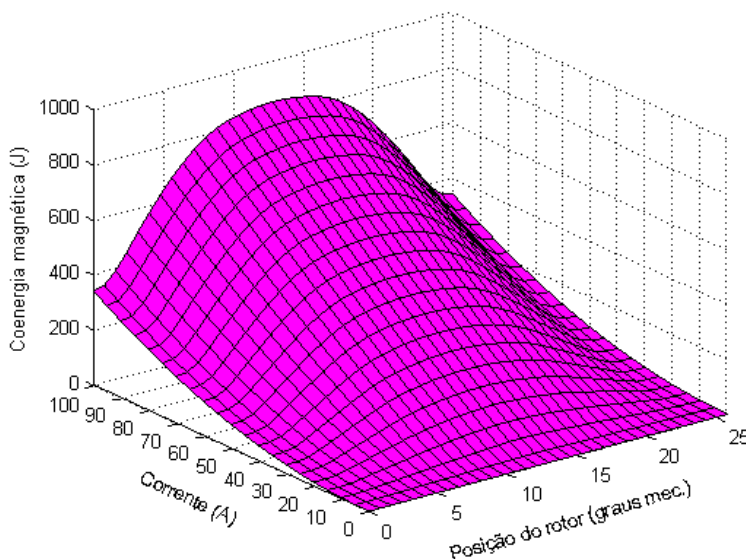


Figura 5.1- Perfil da coenergia magnética por fase na MERC modular

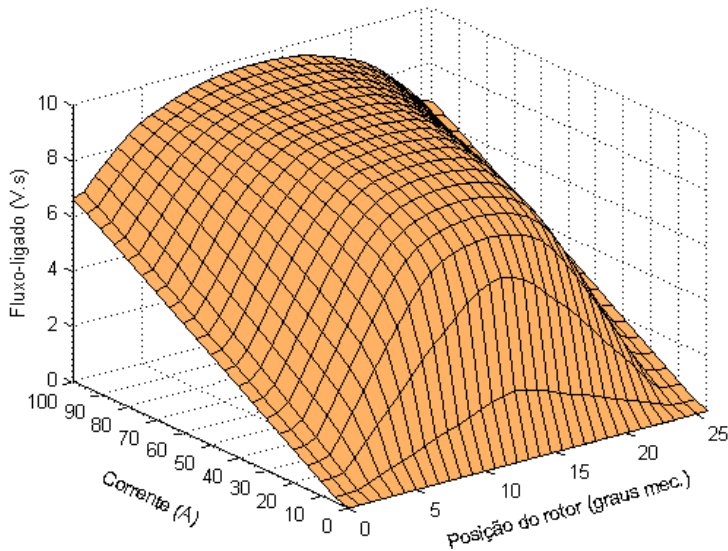


Figura 5.2 - Características de fluxo ligado da MERC modular

Quer o fluxo ligado quer o binário da MERC modular, que se mostram na figura 5.3, comportam-se de forma análoga à de outras MERC clássicas, como se pode observar em trabalhos de investigação que recorreram ao levantamento experimental da característica de binário de uma MERC regular, 2kW, topologia 8/6, caso de Rafael (2010), ou que se debruçaram sobre a característica de fluxo ligado em MERC de potências maiores, 20kW, topologia 24/16, no caso de Fuengwarodsakul *et al.* (2004).

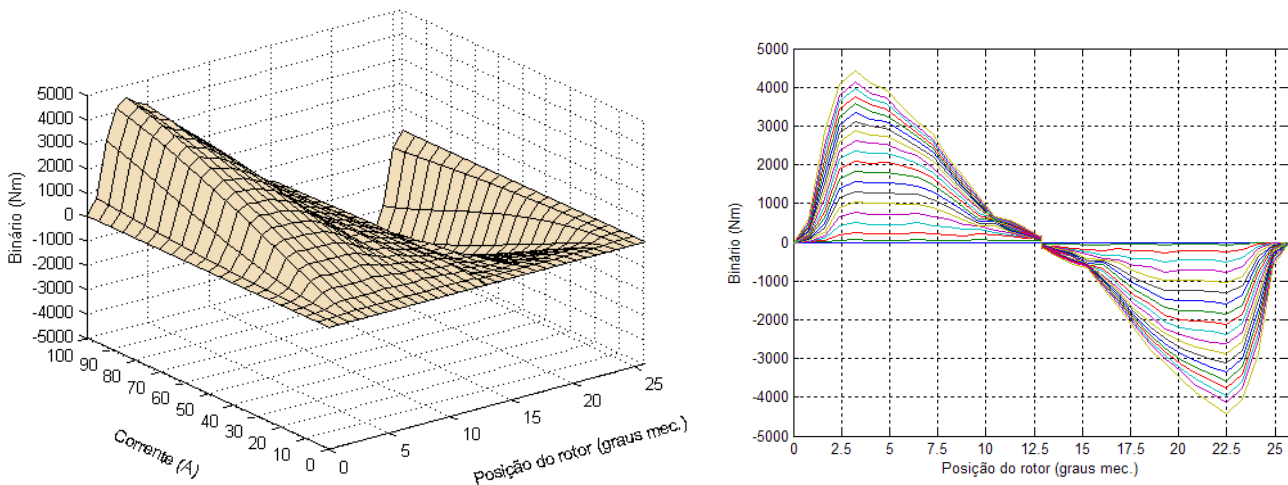


Figura 5.3- Representações tri e bidimensional do perfil do binário eletromagnético na MERC modular

Justificada a abrangência do modelo e a opção pelos elementos finitos, e salvaguardada que está a condição de saturação do ferro nas análises comparativas em curso, introduz-se em seguida uma construção geométrica das características de fluxo ligado, que invoca as simetrias do circuito magnético. Pela simplicidade de análise que podem proporcionar, estas aproximações às características magnéticas reais são utilizadas em alguns estudos exemplificativos do funcionamento da MERC, em

textos técnico-científicos de cariz pedagógico e bibliografia de referência sobre estas máquinas como Krishnan (2001) e Miller, (1993).

5.2.1 Aproximação do efeito de saturação

As equações precedentes podem constituir um modelo matemático algo complexo quando interessa apenas ter uma perspetiva qualitativa dos regimes de funcionamento das MERC ou uma perspetiva comparativa de topologias tendo por critérios de análise, por exemplo, os valores médios de binários e potências.

Sob esse pretexto, consideram-se por vezes algumas aproximações simplificativas que, em detrimento de um elevado rigor, procuram, mediante certas condições de simetria, preservar a generalidade das características do regime de funcionamento da máquina. Entre essas, salienta-se o método de representar as curvas do fluxo ligado, exemplificadas para a MERC modular na figura 5.2, por uma construção geométrica, de forma triangular, do perfil de indutâncias característico da máquina. Essas indutâncias dependem da posição do rotor e da corrente de fase, e o andamento pode aproximar-se ao que se mostra na figura 5.4.

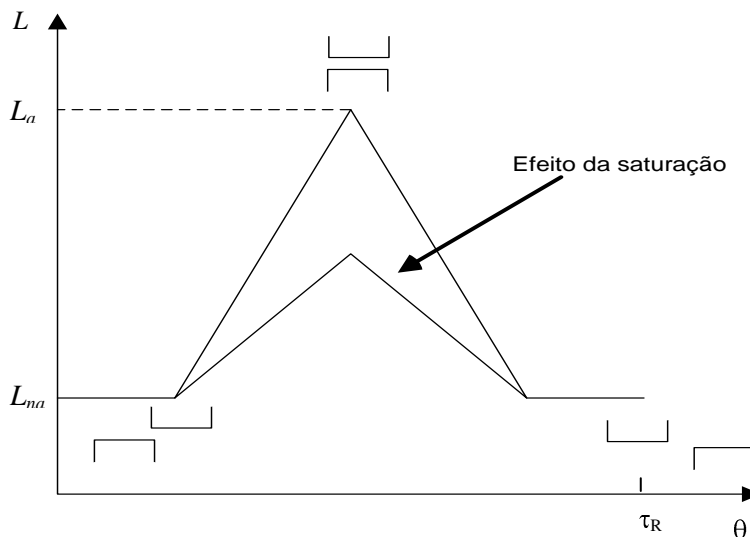


Figura 5.4- Perfil de indutâncias associado a uma fase
 L_a – Indutância máxima, posição alinhada; L_{na} – Indutância mínima, posição não alinhada ; τ_R - passo polar; θ - posição angular do rotor.

Assumindo a condição de desacoplamento magnético de fases e que não há recobrimento (condução simultânea de várias fases), esta construção geométrica da característica magnética é sustentada na definição matemática da indutância incremental (declive da curva de fluxo ligado numa dada posição do rotor) que permite estimar a indutância L , por (5.6).

$$L(i, \theta) = \frac{\partial \psi}{\partial i} \quad (5.6)$$

A construção das características de fluxo ligado é feita a partir do perfil de indutâncias triangular cujos vértices correspondem no topo à indutância da posição alinhada (L_a) e na base à indutância da posição não alinhada (L_{na}). Da posição não alinhada ao início de sobreposição de polos assume-se que a indutância é aproximadamente constante. Entre as posições intermédias (sobreposição parcial) e a posição totalmente alinhada considera-se que a indutância tem uma variação linear. Os valores de fluxo ligado, resultantes da equação (5.6), podem apresentar-se como uma tabela de dupla-entrada (corrente e posição), bastando para isso estimar a indutância mínima, L_{na} , e as indutâncias máximas, $L_a(i)$, para a gama desejada de valores de corrente. Essas indutâncias singulares podem ser calculadas a partir dos valores de fluxo resultantes de análises de elementos finitos nas posições do rotor referidas (alinhamento e não alinhamento).

Tendo previamente clarificado a perspetiva comparativa do presente trabalho, este método de “amostragem de máximos e mínimo de indutância” é útil no sentido que evita exaustivas análises de elementos finitos, associado normalmente a um número elevado de posições do rotor, número este dependente do regime de funcionamento que se propõe analisar e da precisão que se pretende atingir. Mediante as condições de funcionamento como gerador de baixas velocidades e a linha de investigação seguida neste trabalho, adotar-se-á, para efeitos de simulação e validação do modelo da MERC, esta aproximação da característica de fluxo ligado.

5.3 TOPOLOGIA DE REFERÊNCIA - MERC 12/16

O protótipo da máquina padrão que se tem considerado como termo de comparação é uma MERC 12/16, 20 kW, ensaiada a meia e plena cargas e prevista para ser acoplada diretamente a uma turbina eólica (Mueller, 2005). Esta topologia, com 12 polos no estator (figura 5.5) e 16 polos no rotor, foi escolhida por satisfazer prioritariamente o critério de melhor relação binário/peso. Segundo Mueller, entre várias topologias, no geral com elevados rendimentos, esta era a que maximizava essa relação, conforme se indica na tabela 5.I. Este resultado toma particular relevância pelo fim a que se destina a MERC, onde o peso representa um aspeto importante justificado pela altura a que se situa o grupo gerador nos sistemas de aproveitamento de energia eólica.

TABELA 5.I – Comparação segundo Mueller das topologias em termos de desempenho.

	T/kg	Rendimento (%)
12/8	2.26	84.8
18/12	2.94	88.9
24/16	3.19	91.2
12/16	4.22	90.5
12/20	3.90	91.2



Figura 5.5- Estator do protótipo de 20kW da MERC 12/16 de referência (Mueller, 2005).

5.3.1 Regimes de funcionamento em carga

Em virtude da inércia elevada do grupo turbina-gerador se opor a variações bruscas de velocidade do rotor, esta última pode ser considerada constante. Nessas circunstâncias, o algoritmo de cálculo do

modelo que caracteriza este regime de funcionamento assenta basicamente em duas equações, (5.7) e (5.8):

$$\frac{d\psi}{dt} = u - Ri \quad (5.7)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = cte \quad (5.8)$$

O fenómeno da saturação magnética é contemplado neste algoritmo, adoptando-se para o efeito as já referidas características estilizadas de forma triangular (&5.2.1) construídas para uma gama de valores de corrente obtidos em posições específicas do rotor. Os pontos singulares (máximos e mínimos relativos) dessas curvas triangulares de fluxo ligado resultam de dados experimentais e análises de elementos finitos. O efeito da saturação é perceptível nas características magnéticas que se representam na figura 5.6.

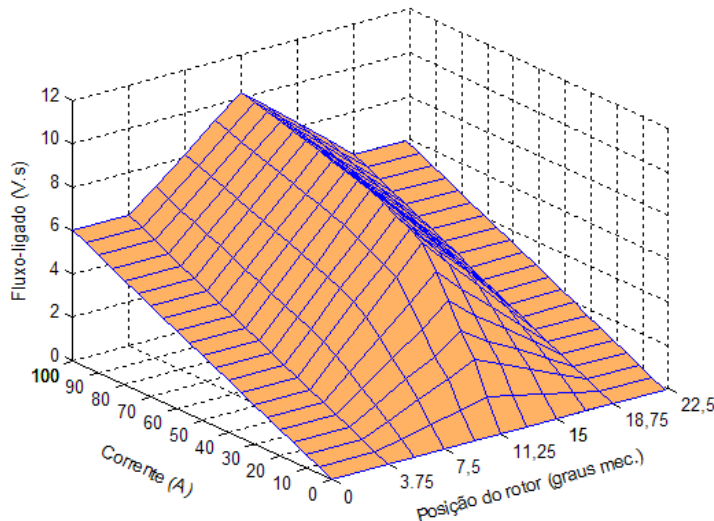
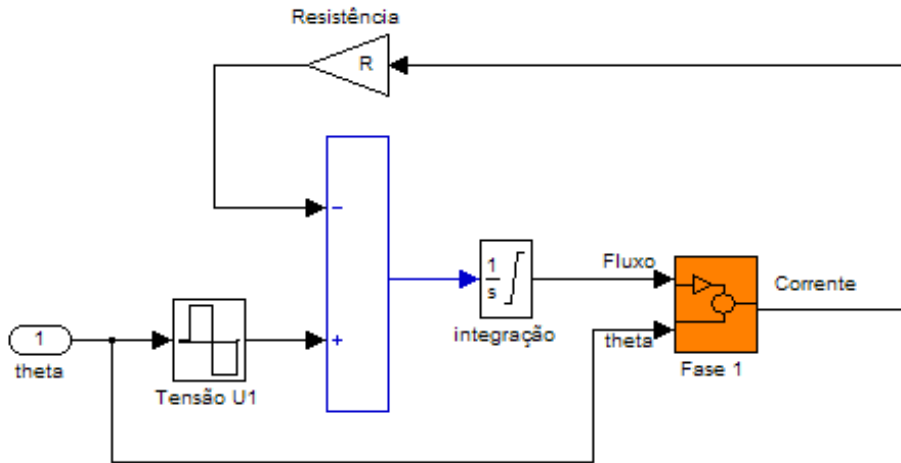


Figura 5.6 - Características de fluxo ligado da MERC 12/16 de referência

O modelo foi implementado fazendo uso de esquemas de blocos do Simulink®, associados a algoritmos programados na linguagem proprietária do Matlab®.

Na figura 5.7, a tensão imposta à fase é comandada em modo de impulso único (400 V) e anula-se quando a corrente na fase se extingue. Neste diagrama de blocos optou-se por deixar apenas visíveis os blocos correspondentes ao subsistema elétrico do conversor, não incluindo a representação do sistema de controlo da MERC que comanda os instantes de comutação do impulso de tensão, por ser pouco relevante para o objetivo a que se propõe esta análise.

A simulação é efetuada para dois regimes de carga caracterizados por velocidades constantes da turbina eólica, a 104.8 rpm (meia carga) e a 114.6 rpm (plena carga), perspetivando a evolução da corrente numa fase da máquina.



Fase 1

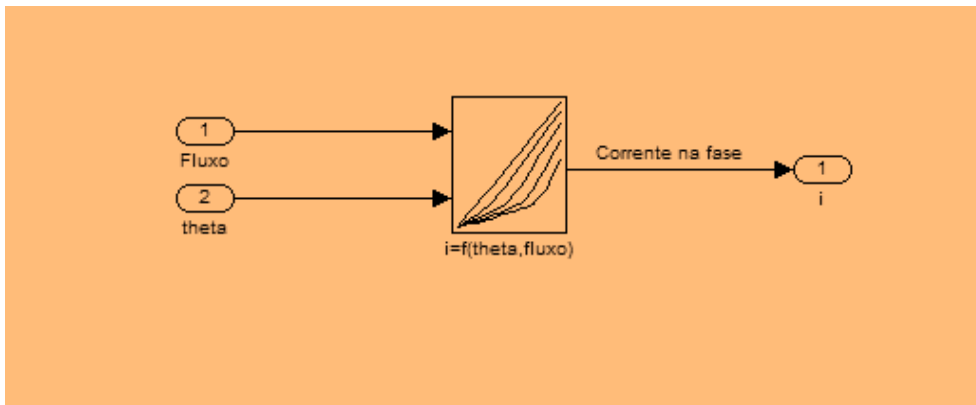


Figura 5.7 - Esquema de blocos da parte elétrica do modelo da MERC 12/16 para simular a corrente

Relembra-se que o modo de impulso único, para regimes de baixas velocidades, oferece bons rendimentos (menores perdas de comutação) e fornece um valor constante de tensão numa vasta gama de velocidades (Kioskeridis, Madmelis, 2006).

Como a corrente na fase é uma variável dependente da posição do rotor e do fluxo ligado construiu-se uma tabela $i(\psi, \theta)$ a partir da característica magnética, utilizando interpolações lineares, em que as entradas são, respetivamente, a posição angular do rotor e o fluxo, e a única saída é a corrente. A corrente é regida pela equação anterior (5.11) sendo causa (por um processo de retroação) e efeito do estado de magnetização da máquina.

A corrente numa fase e a tensão imposta no regime gerador a meia-carga e plena carga são representadas nas figuras 5.8 e 5.9. Recorda-se que o passo polar nesta máquina é $22,5^\circ$ ($\tau_R = \frac{2\pi}{N_R}$). Constata-se que a corrente cresce de uma forma mais acentuada quando a posição do rotor passa pela posição de alinhamento, que ocorre a meio do passo polar (vértice da característica magnética, figura 5.6) até se dar a comutação comandada do impulso de tensão em θ_{off} impondo à fase um valor

negativo de tensão (-400V). A maior velocidade do rotor na plena carga, através da força eletromotriz induzida por essa velocidade, reforça o peso da tensão no crescimento da corrente quando o polo do rotor se afasta da posição de alinhamento com o polo do estator, como se pode observar pelas duas formas de onda da figura 5.9. A fase é excitada mais cedo para maiores velocidades do rotor. O ângulo de posição θ_{on} é inferior para as altas velocidades para compensar o efeito subtrativo que a força eletromotriz de velocidade tem sobre a tensão imposta durante o período de excitação $[\theta_{on}, \theta_{off}]$. Após a comutação em θ_{off} , a energia de excitação regressa à fonte e ao mesmo tempo a energia mecânica que é fornecida pela turbina eólica é convertida em energia elétrica.

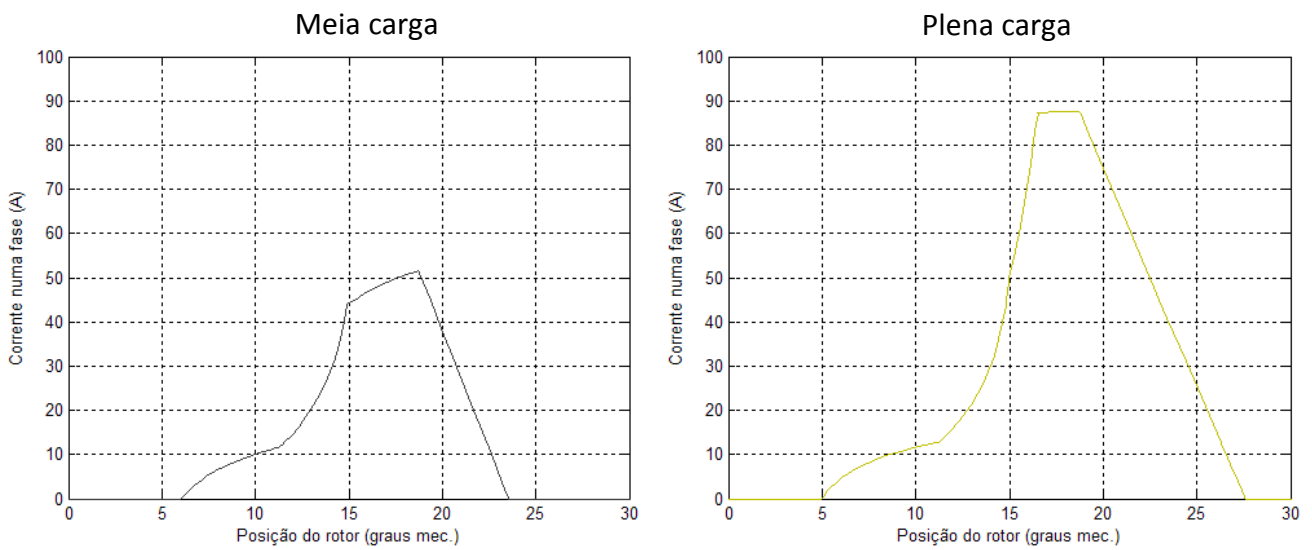


Figura 5.8- Corrente numa fase da MERC 12/16 em duas situações de carga.

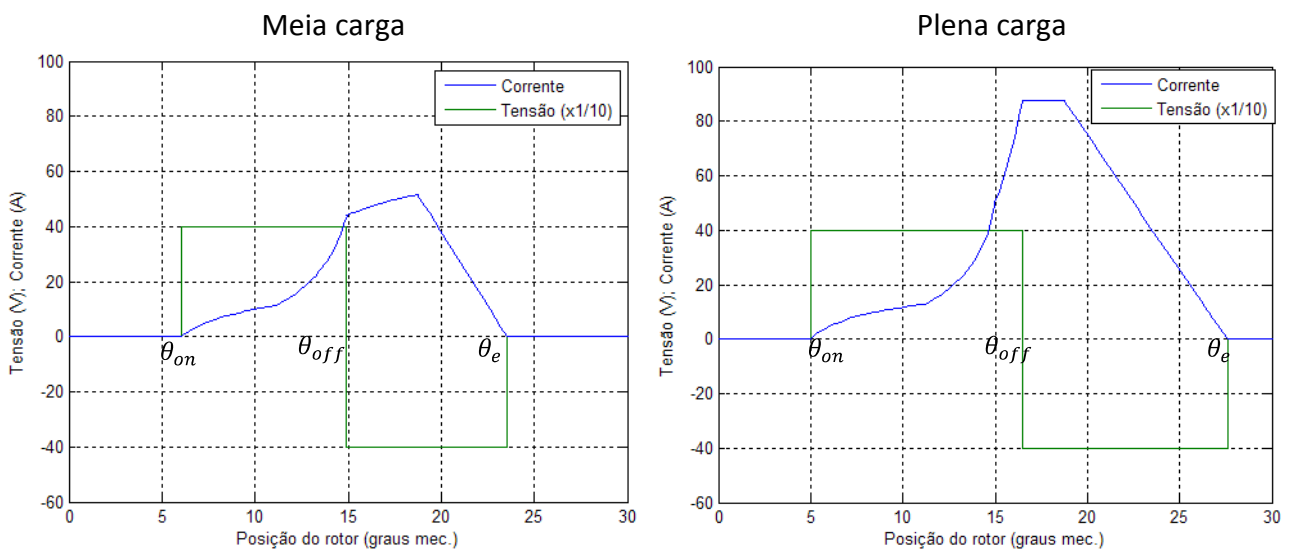


Figura 5.9 - Tensão imposta na fase, por modo de impulso único, nas duas situações de carga

Em θ_e todo o fluxo magnético resultante do período de excitação foi suprimido e não há mais energia a devolver à fonte. O período ativo $[\theta_{off}, \theta_e]$ é importante já que é durante esse período que se estabelece e se sustenta o funcionamento gerador da MERC, assegurando que a energia resultante desse processo de conversão deve exceder a energia de excitação.

Para avaliar o desempenho da máquina como gerador, determina-se o binário médio. Este cálculo permite inferir a potência elétrica disponível neste conversor de relutância comutada através da energia mecânica fornecida pela turbina que, salvo perdas, representa a energia elétrica disponível após a conversão.

Seguindo essa orientação, começa-se por calcular o perfil da coenergia magnética associado a uma fase, num passo polar, recorrendo para o efeito à expressão (5.5) e cujo andamento se representa na figura 5.10.

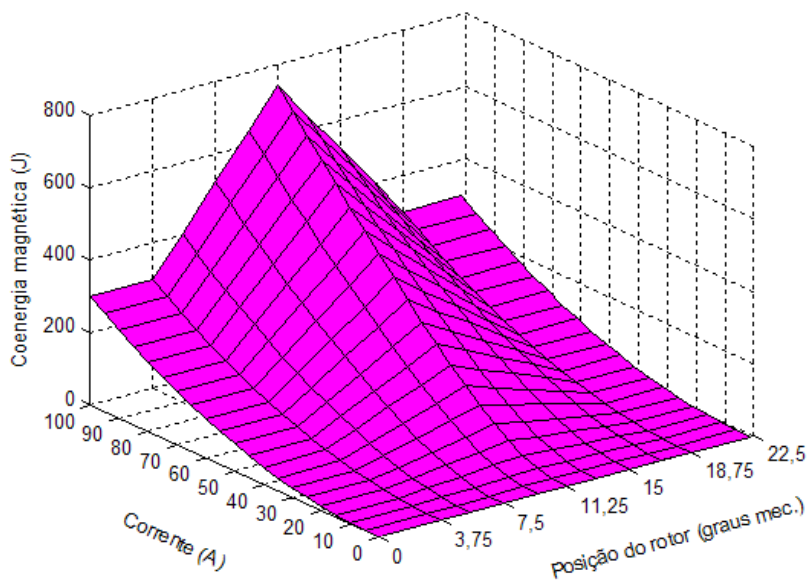


Figura 5.10- Perfil da coenergia magnética da MERC 12/16

O binário é calculado pela derivada da coenergia segundo a expressão (5.4) para diferentes posições angulares do rotor, cálculo esse efetuado a corrente constante. O perfil do binário eletromagnético é representado na figura 5.11. O binário sofre uma inversão abrupta devido ao ponto singular de máximo relativo do fluxo ligado que se pode observar na aproximação triangular da característica magnética utilizada e, conseqüentemente, a coenergia reproduz também essa singularidade.

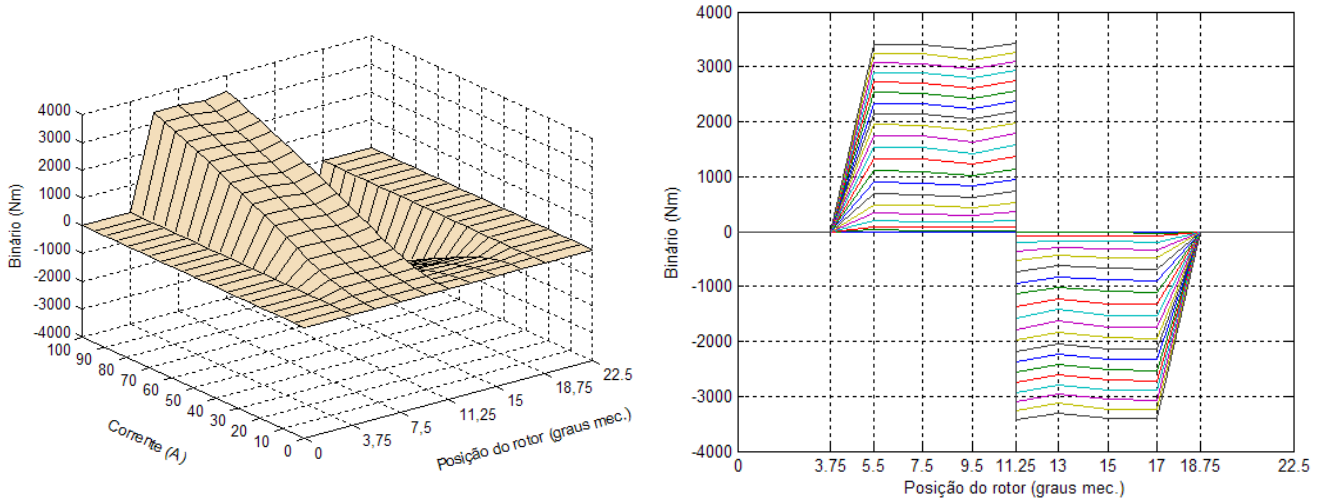


Figura 5.11 - Representações tri e bidimensional do perfil do binário eletromagnético na MERC 12/16, em função de posição e da corrente

O valor médio do binário pode ser calculado através da área circunscrita pelas características de fluxo ligado num passo polar. Na figura 5.12 ilustra-se a vermelha a situação de meia carga e o correspondente andamento da corrente é mostrado na figura 5.13. Durante o funcionamento gerador a área encerrada num ciclo de conversão de energia, no plano (ψ, i) , é proporcional à energia mecânica posta em jogo pela turbina no processo de conversão de energia mecânica em elétrica (Lobato *et al.*, 2003).

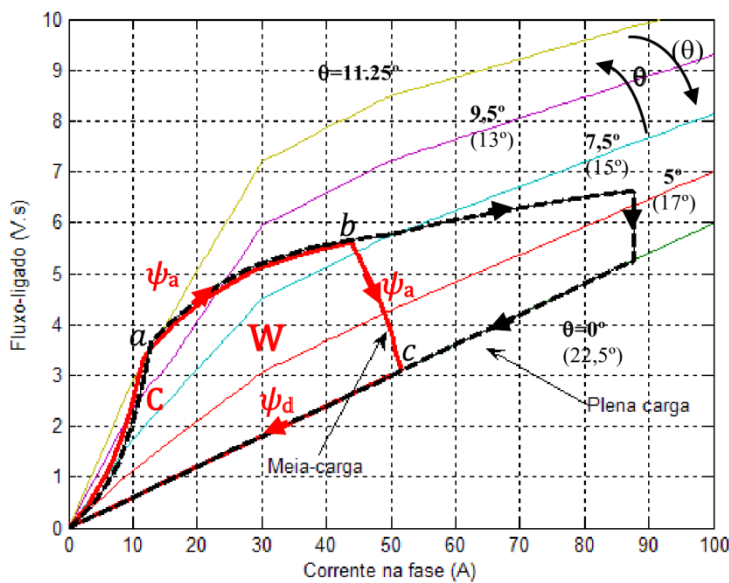


Figura 5.12 - Representação das trajetórias (ramo ascendente e descendente) do fluxo ligado em função da corrente para duas situações de carga

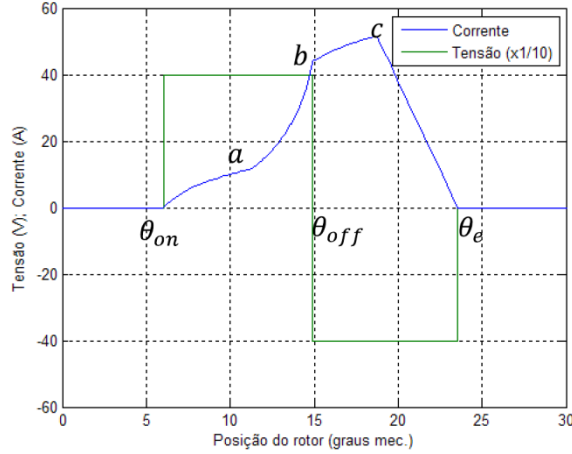


Figura 5.13 - Representação da corrente na fase para a situação de meia-carga (a, b e c correspondem a pontos indicados no ciclo de conversão da figura 5.13)

Entende-se da afirmação precedente que, na forma diferencial, uma variação incremental da energia mecânica dW_{mec} corresponde a uma variação incremental na posição do rotor originada pelo binário electromagnético, como se escreve em (5.9), onde T_{e1} é o binário electromagnético produzido por uma fase.

$$dW_{mec} = T_{e1}d\theta \quad (5.9)$$

Ainda na forma diferencial, num sistema eletromecânico desta natureza, a coenergia relaciona-se com o binário através da expressão (5.10).

$$dW_m^c = \psi di + T_{e1}d\theta \quad (5.10)$$

Ao fim de um ciclo (passo polar, τ_R) a variação da coenergia é nula e assim o valor médio do binário é calculado por:

$$\langle T_{e1} \rangle = \frac{1}{\tau_R} \int \psi di \quad \tau_R = \frac{2\pi}{N_R} \quad (5.11)$$

Definindo W como o integral explicitado na forma (5.12),

$$W = \int \psi di \quad (5.12)$$

depreende-se de uma simples inspeção gráfica que W não é mais que a área limitada por C e cujo cálculo pode ser decomposto em sucessivas parcelas, como se explicita em (5.13), onde θ_{on} , θ_{off} e θ_e representam respetivamente as posições de início do período de condução, de comutação (inversão da tensão) e de extinção de corrente na fase.

Assumindo condições iniciais e finais de ausência de corrente, $i_e = i_{on} = 0$ (o primeiro e o último integrais de (5.13) anulam-se) e i_M como o valor máximo que a corrente pode tomar numa situação de carga específica, representa-se por ψ_a e ψ_d os valores do fluxo ligado de acordo com evolução da corrente de fase ao longo do ramo ascendente e descendente do ciclo de conversão (um passo polar).

$$W = \int_0^{i_{on}} \psi_a di + \int_{i_{on}}^{i_{off}} \psi_a di + \int_{i_{off}}^{i_M} \psi_a di + \int_{i_M}^{i_e} \psi_d di + \int_{i_e}^0 \psi_d di = \int_0^{i_M} (\psi_a - \psi_d) di \quad (5.13)$$

A expressão do valor médio de binário por fase pode ser escrita na forma de (5.14).

$$\langle T_{e1} \rangle = \frac{1}{\tau_R} \int_0^{i_M} (\psi_a - \psi_d) di \quad (5.14)$$

Este último integral mostra que o binário médio por fase corresponde, à parte de um fator de escala, à área do ciclo de conversão e reflete naturalmente uma quantidade positiva pois $\psi_a > \psi_d$. Representando W a área resultante do cálculo desse integral e portanto a variação da coenergia magnética ao longo do passo polar, o binário médio eletromagnético, para uma máquina de m fases e N_R polos no rotor, é calculado por (5.15).

$$\langle T_e \rangle = \frac{mN_R}{2\pi} W \quad (5.15)$$

Os ciclos de conversão de energia, que caracterizam as duas situações de carga, ilustram a aplicação desse método de cálculo à MERC 12/16 de 3 fases, conduzindo a estimativas da corrente e do binário relativamente próximas dos resultados experimentais³ obtidos por M.A. Mueller com o seu protótipo (tabela 5.II).

TABELA 5.II – Valores de binário e corrente na fase para a MERC 12/16.

	Calculado	Medido ³
Binário (plena carga) Nm	1537	1667
Corrente (plena carga) A	37,2	36,8
Binário (meia carga) Nm	934	911
Corrente (meia carga) A	19,7	20,3

Comparativamente ao binário e corrente de fase medidos, os resultados de simulação, em regime de meia carga, apresentam, respetivamente, um erro relativo de 2,5% e 3% e de 7,8% e 1,1% na plena carga. O erro maior do binário que se regista na plena carga justifica-se pelo efeito de saturação

³ Os valores experimentais resultam de ensaios sobre a máquina protótipo (MERC 12/16, 20kW) realizados na Escola de Engenharia e Eletrónica da Universidade de Edimburgo, Escócia.

agravar-se para condições de carga crescente, a que corresponde uma perda progressiva de rigor na aproximação das características magnéticas por curvas triangulares, à semelhança do que foi observado no capítulo precedente para a máquina modular (secção &4.3). Feita esta ressalva relativa à precisão, pode ainda assim concluir-se que os resultados experimentais confirmam a validade do modelo apresentado e a razoabilidade das hipóteses assumidas inicialmente. Sem perda de generalidade, este modelo, baseado na característica magnética aproximada, pode ser aplicado a outras topologias de MERC. Assinale-se ainda que o fluxo de fugas é introduzido no modelo através da própria característica magnética da máquina, cujo efeito é evidente nas posições do rotor em que não ocorre “sobreposição” parcial ou total de polos – posição não alinhada, de fluxo mínimo.

Se a persecução do objetivo previamente estabelecido exigisse uma análise mais fina e de maior precisão, o recurso a um programa de elementos finitos poderia colmatar algumas deficiências resultantes do conhecimento pouco rigoroso da distribuição de campo e permitiria aferir alguns dos resultados de forma similar ao que foi desenvolvido no capítulo 4.

5.3.2 Algumas considerações sobre perdas no ferro e no cobre

O modelo proposto não quantifica as forças eletromotrizes induzidas no ferro e por via disso impossibilita uma estimativa fiável do valor das perdas no ferro devido a correntes parasitas (Foucault), bem como não prevê o cálculo das perdas por histerese.

Essa limitação do modelo não impede, no entanto, uma previsão da distribuição das perdas no ferro em termos qualitativos e numa perspetiva comparada das diversas secções ou troços que constituem a estrutura magnética do estator e do rotor, analisando as frequências de “comutação” do fluxo. Revisitando o capítulo 3 (&3.2.4.1), num troço i do circuito magnético da MERC, as perdas por histerese e por correntes de Foucault dependem da densidade de fluxo (valor máximo de B associado à harmónica fundamental) e da frequência desse fluxo nesse troço, conforme se indica em (5.16) e (5.17), onde α está compreendido entre 1,5 e 2,5 consoante o material utilizado.

$$P_{Hi} \propto f_i B_{Mi}^\alpha \quad (5.16)$$

$$P_{Fi} \propto f_i^2 B_{Mi}^2 \quad (5.17)$$

O período de comutação por fase, t_s , correspondente a um passo polar (τ_R), obedece à equação (5.18), onde ω é a velocidade angular do veio e N_R o número de polos do rotor. Recordar-se que a MERC 12/16 é uma máquina de 3 fases com quatro polos por fase e na plena carga a velocidade do rotor é 114,6 rpm.

$$t_s = \frac{\tau_R}{\omega} = \frac{2\pi}{\omega N_R} \quad (5.18)$$

Daí resulta uma frequência associada ao fluxo “girante” nos polos do estator, f_{sp} , indicada por (5.19), de 30.6 Hz, onde n é velocidade do rotor expressa em *rotações por minuto*. As perdas no ferro são função da frequência pelo que é expectável que essas perdas nos polos sejam pouco significativas a velocidades baixas.

$$f_{sp} = \frac{1}{t_s} = \frac{nN_R}{60} \quad (5.19)$$

Sublinhe-se, no entanto, que as frequências mais elevadas verificam-se na parte exterior do núcleo do estator (sectores da parte circular) e não nos polos deste. Durante uma rotação completa do rotor os troços (segmentos) comuns do núcleo, que servem de suporte físico ao fluxo que circula no estator, sofrem variações de fluxo, em amplitude e sentido, devido às sucessivas comutações de fases. Ainda que as correntes de fase sejam unipolares, existem variações temporais de fluxo nos polos do estator e estas não se verificam de igual modo em todos os segmentos do núcleo exterior. De facto, o período e a forma das variações do fluxo diferem de parte para parte. Durante uma comutação de fases, somente alguns desses segmentos do núcleo experimentam a inversão do sentido do fluxo, estando associados a frequências múltiplas da f_{sp} e cujo número depende do número de fases ($m=3$ na MERC 12/16), conforme (5.20).

$$f_{sn} = k f_s = \frac{knN_R}{60}, \quad 1 \leq k \leq m \quad (5.20)$$

A frequência do fluxo nos polos do rotor é mais baixa que a dos polos do estator. A polaridade do fluxo num polo do rotor é invertida cada $1/(2p)$ de uma rotação do rotor, em que p representa o número de pares de polos do estator por fase. Krishnan (2001) identificou semelhanças no fluxo da parte interior do rotor (segmentos circulares) e nos respetivos polos: ambos são bipolares e apresentam a mesma frequência, que se indica em (5.21).

$$f_{Rp} = \frac{pf_s}{N_R} = \frac{pn}{60} \quad (5.21)$$

Resumindo, o fluxo é unipolar (não muda de sentido) nos polos do estator mas em geral apresenta inversões de sentido nos segmentos circulares do núcleo do estator, apresentando conteúdo harmónico diverso e significativo. Em termos relativos, as perdas mais significativas no ferro ocorrem na parte exterior do estator. Nestas máquinas as perdas no ferro variam com a velocidade do rotor e com o campo magnético. Pela relação de escala estabelecida atrás em 3.2.1, entre a densidade de fluxo B e a densidade de corrente J , que caracteriza os circuitos magnéticos excitados por correntes, e o desta máquina não foge à regra, essas perdas variam em última análise com a corrente na fase e o ângulo de condução. As perdas no ferro crescem consideravelmente quando a velocidade aumenta, embora para

valores crescentes de corrente passem, no cômputo geral de perdas, a ser preponderantes as perdas no cobre.

Seguindo as diretrizes invocadas e atendendo ao regime gerador de baixas velocidades que se analisa neste protótipo, as correntes nas fases são elevadas e o próprio ângulo de condução não varia substancialmente (rever figura 5.5) com as condições de carga, o que permite concluir que o peso das perdas no cobre tem mais importância no conjunto global das perdas. Como acontece com as perdas no ferro, a forma de onda de corrente de fase depende das condições de carga. As correntes, a meia carga e plena carga, representadas na secção &5.3.1 (rever figura 5.4), podem ser aproximadas a formas de onda retangulares. Assumindo essa aproximação, o espaço confinado num passo polar é equitativamente repartido por um número de retângulos (igual ao número de fases) iguais e limitados superiormente pelo valor de pico (I_p) das correntes. As expressões gerais (5.22) e (5.23) permitem estimar as perdas no cobre para uma MERC de m fases com valor eficaz da corrente I_{ef} e resistência por fase do estator R .

$$P_{Cu} = mRI_{ef}^2 \quad (5.22)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\tau_R} (I_p^2 \cdot \frac{\tau_R}{m})} = \frac{I_p}{\sqrt{m}} \quad (5.23)$$

Nas condições consideradas acima, a tabela 5.III apresenta os valores das perdas previstas no cobre nas duas situações de carga analisadas.

TABELA 5.III – Previsão das perdas no cobre e respectivo rendimento - MERC 12/16.

	Perdas previstas no cobre (%)	Rendimento ⁴ previsto (%)
Plena carga (n = 114,6 rpm)	7,7	92,9
Meia carga (n = 104.8 rpm)	5,3	94,9

Os valores de pico das correntes previstos pelo modelo nas duas situações de carga (obviamente mais baixo na meia carga) justificam a diferença de valores calculados para as perdas no cobre e rendimento.

A resistência de cada fase será sempre um valor aproximado já que esta depende de diversos fatores: temperatura, do efeito pelicular e outros efeitos eletromagnéticos de proximidade (nestes últimos, a prevenção quando possível, como a escolha do local de instalação, pode minimizar a sua influência indesejável).

⁴ Os valores de rendimento contemplam o efeito da saturação, mas, por simplicidade de análise, somente são consideradas as perdas no cobre nas duas situações de carga.

Admitindo uma ventilação adequada de modo a manter a temperatura aproximadamente estabilizada e como os regimes de carga analisados não implicam uma variação significativa na velocidade de rotação da máquina, atenuando desse modo o efeito pelicular, tomou-se por constante o valor das resistências dos enrolamentos – $0,2\Omega$ por fase.

A aproximação das formas de onda das correntes a formas retangulares introduz também um erro no cálculo dos valores eficazes, ainda que o efeito deste erro seja extensivo a ambos os regimes de carga e, por conseguinte, contribua pouco para a diferença que se observa entre os valores indicados na tabela.

A diferença de 2% nos valores do rendimento que se observa entre o regime de meia carga e o de plena carga deve-se ao valor das perdas no cobre, em concreto ao valor de pico de corrente que resulta do modelo (41% menor que o de plena carga). Este decréscimo de corrente é suficientemente acentuado para compensar a redução a metade da potência veiculada pela MERC neste regime de meia carga e, deste modo, manter o rendimento em níveis elevados.

Sublinhe-se no entanto, que o rendimento medido será menor que o previsto pelo modelo, já que este não contempla as perdas no ferro, as perdas de comutação no conversor eletrónico e perdas de atrito e ventilação. Na situação de meia carga, é previsível que o valor agregado das perdas no ferro mais perdas de comutação, ganhem um peso maior no conjunto das perdas porque a diferença de velocidades, relativamente à plena carga, não é substancial e deste modo não compensa a passagem para metade da potência fornecida pela MERC, implicando necessariamente uma quebra mais acentuada no rendimento do regime de meia carga.

5.4 CONCLUSÕES

A fiabilidade de uma análise previsional de desempenho de uma MERC, a funcionar como gerador a baixas velocidades com carga variável, depende fortemente da característica magnética da máquina e do modelo adoptados.

Assim, e com o objetivo de construir um modelo do sistema físico tão simples quanto possível, mas dotado de precisão e de abrangência suficientes para análises de diferentes topologias de MERC, optou-se pela formulação de parâmetros concentrados, considerando que cumpriria os requisitos enunciados.

A forma canónica para obter um modelo de parâmetros concentrados consiste em reconhecer regiões do espaço onde as propriedades físicas do sistema são aproximadamente uniformes. A intensidade de corrente elétrica e o fluxo magnético são definidos como variáveis globais que representam, em certo sentido, um valor médio das propriedades físicas que são comuns nas regiões. Sublinhe-se que, comparativamente ao modelo de campo apresentado no capítulo anterior, estas duas variáveis globais encerram em si informação idêntica à das densidades de fluxo e de corrente. No entanto, são mais simples porque representam campos escalares que dependem apenas do tempo.

A estrutura de dupla saliência e o funcionamento da MERC em zonas de acentuada saturação magnética complicam a tarefa de modelização.

Nesta conceção de modelo, direccionada para a análise do regime de funcionamento gerador, as características de fluxo ligado no plano (ψ, i) têm um papel fulcral: o valor médio do binário é calculado pela área circunscrita pelas características confinadas a um período de excitação num passo polar de uma fase, sendo a área encerrada proporcional à energia mecânica da turbina. O conjunto de curvas de forma triangular, aproximadas às características magnéticas, prevê o efeito da saturação no desempenho da MERC e contempla o efeito do campo de fugas, que é particularmente visível nas posições onde a sobreposição dos polos ainda não ocorre. A diferença pouco significativa entre os valores resultantes do modelo e os obtidos experimentalmente, em dois regimes de carga (plena e meia carga), permite validar o modelo construído.

Nestes sistemas de relutância comutada, as perdas no ferro dependem da densidade de fluxo magnético e da frequência a que essas mudanças de fluxo ocorrem nos vários segmentos de ferro da máquina, impostas pelas comutações de fases e pelo movimento do rotor. Essas variações refletem-se, em termos de variáveis globais, na corrente de fase ou, utilizando uma linguagem adaptada ao funcionamento gerador das MERC, no regime de carga e no ângulo de condução. O modelo proposto não contempla o cálculo das perdas no ferro; e as formas de onda de fluxo não-sinusoidais no estator e

no rotor não tornam mais simples a estimativa dessas perdas. Assumindo essa postura de incerteza no que respeita à quantificação das perdas no ferro, optou-se por uma análise qualitativa sustentada nas frequências do fluxo nos vários segmentos do estator e do rotor da MERC, inferindo-se que essas perdas são maiores nos segmentos circulares do núcleo do estator. As perdas no cobre, mais fáceis de quantificar, são calculadas aproximando as formas de onda das correntes de fase a formas de onda retangulares. A pequena variação da velocidade do rotor implica variações pequenas na frequência de comutação das fases e, admitindo ainda que a ventilação é suficiente para manter a temperatura circundante sem alterações significativas nos dois regimes de carga, levou a considerar-se constante a resistência dos enrolamentos.

Numa perspetiva comparativa e por constatação prévia que o fenómeno da saturação magnética é transversal a estas máquinas e repercute-se de forma similar, a análise de um protótipo de uma MERC clássica e a construção do respetivo modelo validado por resultados experimentais permitem, sem perda da generalidade, estender as aplicações do modelo a outras topologias de máquinas de relutância diferenciadas por modificações na geometria do circuito magnético e na própria disposição dos circuitos bobinados no estator. Seguindo essa orientação, se procedermos a pontuais ajustes de alguns parâmetros inerentes a aspetos construtivos da máquina sob investigação, os regimes de funcionamento da MERC modular, atrás analisados com modelos analíticos de campo (incluindo nestes os elementos finitos), podem ser bem representados pelo modelo de parâmetros concentrados aqui explanado.

Capítulo 6

Considerações Finais

Resumo: Neste capítulo apresentam-se as considerações finais sobre o presente trabalho. Registam-se as contribuições originais e é ainda perspectivado o seu desenvolvimento futuro.

Considerações Finais

6.1 CONCLUSÕES GERAIS

Do universo das máquinas elétricas de relutância comutada com características potenciais para funcionarem como gerador de baixas velocidades, pode concluir-se que os critérios habituais de comparação estão confinados às topologias clássicas (regulares) e visam sobretudo obter a combinação de polos do rotor e do estator adequada a uma aplicação específica. A contrapor a essa orientação geral, as leis de semelhança (ou escala) foram escolhidas *a priori* como metodologia de pesquisa e análise de soluções topológicas que se diferenciam pelas características dos circuitos elétrico e magnético e do seu posicionamento relativo. Essas leis simplificam a estimativa de certas características dimensionais das topologias, facultando a sua comparação. Mediante os limites práticos dos materiais, a saturação magnética e o aquecimento são fenómenos que, por condicionarem o projeto e o desempenho das máquinas, intervêm como constrangimentos na formulação das leis de escala.

A ideia original era encontrar uma solução com um paradigma diferente, à imagem do que envolve um transformador trifásico, que, com 4 colunas e a “três” dimensões, ao partilhar o circuito magnético pelas três fases, pode converter-se num transformador de 3 colunas e a “duas” dimensões com evidentes benefícios. Nessa perspetiva, foram estudadas várias topologias, na tentativa de encontrar uma topologia de MERC de fluxo transversal constituída por rotores desalinhados. Pela dificuldade de obter binários de sentido concordante e pelo fraco acoplamento magnético entre fases, inerente ao próprio funcionamento da máquina, esta hipótese de desenho foi posta de parte. Foi, então, estudada uma topologia modular com caminhos curtos de fluxo, em que parte de cada enrolamento está em contacto com a superfície exterior do estator. Esta solução topológica permite reduzir perdas no ferro e no cobre. A escolha de uma estrutura modular com menores custos de manutenção, menor peso e elevado rendimento, mantendo a robustez, simplicidade de construção, boa tolerância a defeitos e baixo custo, típicos das MERC, constituem argumentos válidos que a apontam a aplicações como gerador a baixas velocidades. Esta estrutura simples pode ainda ser expandida axialmente e tornar-se multi-rotórica com vantagens adicionais relativamente às perdas no cobre.

Para sustentar esta proposta modular (estrutura simples), foram utilizados modelos de campo simplificados (linear) e mais complexos (de elementos finitos), de acordo com a exigência da análise e precisão do fenómeno eletromagnético a investigar. Foram apresentados e discutidos os efeitos da saturação sobre o fluxo ligado, o binário e o fluxo de fugas, de acordo com as propriedades do material separador entre-módulos.

Formulou-se um modelo, suficientemente abrangente em termos topológicos, de parâmetros concentrados, tendo a sua robustez sido confirmada por resultados de um protótipo de MERC previsto para acoplamento direto a uma turbina eólica.

À luz das leis de escala, a topologia modular de caminhos curtos de fluxo tem vantagens relativamente a uma máquina clássica de dimensões idênticas, traduzindo-se num melhor aproveitamento do material condutor e do ferro, reduzindo a sua dimensão linear e, conseqüentemente, o seu peso. Dos resultados previstos, concluiu-se que a MERC modular rescalada apresenta um acréscimo de potência de 80% e 50%, respetivamente, por unidade de massa de ferro e de cobre, relativamente à máquina padrão.

Os esforços desenvolvidos por investigadores de forma continuada e persistente no sentido de melhorarem os desempenhos das máquinas como geradores, em diversos tipos de aplicações, levam a crer que os benefícios associados ao menor peso e aos bons rendimentos previstos para esta MERC modular, comparativamente a uma MERC clássica de igual potência, reivindicam para essa topologia uma mais ampla investigação como gerador. Os resultados apresentados indiciam uma potencial alternativa em aplicações a velocidades baixas, num mercado em expansão acelerada e já muito competitivo que é o das energias renováveis, nomeadamente, no domínio dos aproveitamentos de energia eólica, onde o binómio peso-altura tem uma importância acrescida, e ainda em aplicações a projetos de mini-hídrica.

6.2 CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS

As contribuições originais têm um sentido estrito que naturalmente se enquadra nas limitações do próprio autor. Contudo, a diferença substancial do método em relação aos atuais facilitou o autor na formulação dessas contribuições.

Considera-se como original:

- A formulação de leis de escala aplicadas à MERC .
- A metodologia das leis de escala utilizada na procura de soluções topológicas alternativas às clássicas, que apresentam modificações de geometria e da disposição dos circuitos bobinados. No domínio comum, comparam-se características e parâmetros de conversores eletromecânicos iguais nas suas formas e cujas dimensões geométricas são todas proporcionais.
- A estratégia de comparar topologias de máquinas elétricas de relutância comutada que funcionam em regime de saturação magnética com modelos lineares, desde que se preservem as dimensões principais dos circuitos magnéticos e se considerem distribuições idênticas de força magnetomotriz imposta por circuitos bobinados eletricamente independentes e desacoplados magneticamente.
- O aproveitamento de uma topologia com percursos curtos para o fluxo (CFC) com características modulares que permitem reduzir a força magnetomotriz “absorvida” pelo estator da MERC aplicada ao funcionamento gerador. A topologia CFC modular escolhida traz benefícios em termos de manutenção relativamente a uma MERC clássica monobloco. O caráter modular simplifica a sua reparação e construção, podendo ser usada em aplicações onde a fiabilidade é crítica. Numa situação de defeito, a máquina pode ser reparada, mantendo a carga alimentada. Estas conclusões são corroboradas por um trabalho de investigação dedicado a um motor de relutância comutada, modular e de idêntico desenho (Ruba *et al.*, 2010).

6.3 PERSPETIVAS DE DESENVOLVIMENTO

Pelas potencialidades e diferenças patenteadas neste trabalho pode-se afirmar que outros estudos se seguirão, tendo por corolário lógico um projeto de uma MERC modular. O autor espera participar no seu desenvolvimento não só pela experiência que adquiriu na área mas também pelo seu próprio interesse pessoal.

Esta estrutura simples modular de MERC abriu caminho a uma topologia que suporta uma expansão axial composta por múltiplos rotores e com um único estator. Os estudos preliminares apresentados no final do capítulo 3, à luz das leis de escala, constituem um primeiro passo; com a continuidade dos trabalhos de investigação, procura-se confirmar os previstos benefícios em termos de rendimento associados a esse conversor de relutância multi-rotórico.

BIBLIOGRAFIA

- Amor, L.B.; Dessaint, L.A.; Belhadj, C.A.; Champagne, R.(2005), “Sensorless Torque estimation and control of a switched reluctance motor”, *Proceedings of Conference Modeling and Simulation of Electrical Drives, Converter and Systems, Electrimacs*, Tunísia, 2005.
- Bao, Y.J.; Cheng, K.W.E. ; Cheung, N.C.; Ho, S.L. (2012), “Experimental examination on a new switched reluctance wind power generator system for electric vehicles”, *IET Power Eletronics*, Vol. 5, pp.1262-1269, setembro, 2012.
- Bilgin, B.; Emadi, A.; Krishnamurthy, M. (2012), "Design Considerations for Switched Reluctance Machines With a Higher Number of Rotor Poles", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.59, No.10, pp.3745-3756, outubro, 2012.
- Boldea, I.; Tutelea, L.; Blaabjerg, F. (2014), “High power wind generator designs with less or no PMs: an overview”, *Proceedings of 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hangzhou, China, outubro, 2014.
- Cardenas, R.; Pena, R.; Perez, M.; Clare, J.; Asher, G.; Wheeler, P. (2005), “Control of a Switched Reluctance Generator for variable-Speed wind Energy Applications”, *IEEE Transactions on Energy Convesion*, Vol.20, No.4, pp.781-791, dezembro, 2005.
- Cardenas, R.; Ray, W.F.; Asher, G.M. (1995), “Switched Reluctance Generators for wind Energy Applications”, *Proceedings of 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '95 Record*, Vol. 1, pp.559-564, junho, 1995.
- Carstensen, C.E.; Fuengwarodsakul, N.H.; De Doncker, R.W. (2007), “Flux Linkage Determination for Correct Modeling of Switched Reluctance Machines - Dynamic Measurement versus Static Computation”, *Proceedings of IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC '07)*, Vol. 2, pp.1317-1323, maio, 2007.
- Castro, R. (2012). *Uma Introdução às Energias Renováveis: Eólica, Fotovoltaica e Mini-hídrica*, IST Press, 2012.
- Chancharoesnsook, P.; Rahman, M.F. (2003), “Control of a four-phase Switched Reluctance Generator: Experimental Investigations”, *Proceedings of the IEEE international Conference on Electric Machines and Drives Conference (IEMDC'03)*, Vol. 2, pp.842-848, junho, 2003.

- Datta, R.; Ranganathan, V.T. (2003), "A Method of Tracking the Peak Power Points for a Variable Speed Wind Energy Conversion System", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No.1, pp. 163-168, março, 2003.
- Dente, J.A., (1986), *Máquina Assíncrona com Colector Electrónico*, Tese de Doutoramento, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, outubro, 1986.
- Dente, J.A., (1988), "Máquinas Eléctricas", Secção de Máquinas Eléctricas e Electrónica de Potência, Instituto Superior Técnico, Lisboa, 1988.
- Dente, J.A., (1996/97), "Accionamentos Electromecânicos", Secção de Máquinas Eléctricas e Electrónica de Potência, Instituto Superior Técnico, Lisboa, 1996/97.
- Dente, J.A., (2007/08a), "Leis de Semelhança", DEEC-Energia, Instituto Superior Técnico, Lisboa, 2007/08.
- Dente, J.A., (2007/08b), "Aspectos Térmicos dos Sistemas Eletromecânicos", DEEC-Energia, Instituto Superior Técnico, Lisboa, 2007/08.
- Echenique, E.; Dixon, J.; Cardenas, R.; Pena, R. (2009), "Sensorless Control for a Switched Reluctance Wind Generator, Based on Current Slopes and Neural Networks", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 3, pp.817-825, março, 2009.
- Fahimi, B.; Emadi, A.R.B.; Sepe, Jr. (2004), "A Switched Reluctance Machine Based Starter/Alternator for more Electric Cars", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 19, pp.116-124, março, 2004.
- Ferreira, C.A.; Jones, S.R.; Heglund, W.S.; Jones, W.D. (1995), "Detailed design of a 30-kW Switched Reluctance Starter/Generator System for a Gas turbine Engine Application", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No.31, pp.553-561 maio/junho, 1995.
- Fuengwarodsakul, N.H.; Inderka, R.B.; Schröder, S.; De Doncker, R.W. (2004), "Determination of Flux Linkage Characteristic in Large Switched Reluctance Machines –Experimental Approach", *Proceedings of 16th International Conference on Electrical Machines, ICEM04*, Cracóvia, Polónia, setembro, 2004.
- Fulton, N.N.; Randall, S.P. (1986), "Switched Reluctance Generator for Wind Energy Applications", *Proceedings of 8th British Wind Energy Association Conference*, pp.211-218, 1986.

- Guerreiro, M.G. (2000), *Motor Trifásico de Indução - Posicionamento Angular do Rotor por Inversão Diametral*, Tese de Doutoramento, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, dezembro, 2000.
- GWEC (2005), Global Wind Energy Council, “A Blueprint to achieve 12% of the world's Electricity from Wind Power by 2020”. *Windforce 12 -Report published by Greenpeace and EWEA*, junho, 2005.
- Hasanien, H. M.; Muyeen, S.M. (2012), “Speed control of grid-connected switched reluctance generator driven by variable speed wind turbine using adaptive neural network controller”, *Electric Power Systems Research*, Vol. 84, pp.206-213, março, 2012.
- Henaou, H.; Capolino, G.A.; Bassily, E.; Poloujadoff, M. (1997), “A New Control Angle Strategy for Switched Reluctance Motor”, *EPE'97*, Trondheim, Noruega, 1997.
- Henriques, L.; Branco, P.C.; Rolim, L.; Suemitsu, W. (2002), "Proposition of an offline learning current modulation for torque-ripple reduction in switched reluctance motors: design and experimental evaluation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, No.3, pp.665-676, junho, 2002.
- Ichinokura, O.; Kikuchi, T.; Nakamura, K., Watanabe, T.; Guo, H. (2003), “Dynamic Simulation Model of Switched Reluctance Generator”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, No.5, pp.3253-3255, setembro, 2003.
- Jufer, M. (2010), *Electric Drive: Design Methodology*, Wiley-ISTE press, 2010.
- Kioskeridis, I.; Madmelis, C. (2006), “Optimal Efficiency Control of Switched Reluctance Generators”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No.4, pp.1062-1072, julho, 2006.
- Krishnan, R., Majeru, P. (1989), “Measurement and instrumentation of a switched reluctance motor”, *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp.116-121, 1989.
- Krishnan, R. (2001), *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*, CRC Press, 2001.
- Labrique, F., Santana, J. (1991), *Electrónica de Potência*, Fundação Calouste Gulbenkian, Lisboa, 1991.
- Lawrenson, P.J.; Stephenson, J.M.; Blenkinsop, P.T.; Corda, J.; Fulton, N.N. (1980), “Variable-Speed Switched Reluctance Motors”, *IEE Electric Power Applications*, Vol. 127 (B), pp.253-265, 1980.

- Le-Huy, H.; Brunelle, P. (2005), "Design and implementation of a switched reluctance motor generic model for simulink simpowersystems", *Proceedings of Conference Modeling and Simulation of Electrical Drives, Converter and Systems Electrimacs*, Tunísia, 2005.
- Liu, K.; Stiebler, M. (1995), "Simulation of the Performance of a Switched Reluctance Generator", *Proceedings of the 40th International Wiss. Kolloquium*, TU Ilmenau, Vol.4, pp.544-549,1995.
- Liu, X.; Park, K.; Chen, Z. (2014), "A Novel Excitation Assistance Switched Reluctance Wind Power Generator", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.50, No.11, pp.1-4, novembro, 2014.
- Lobato, P. (2003), *A Máquina Eléctrica de Relutância com Comutação Electrónica - Análise de Funcionamento e Comando*, Tese de Mestrado, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, julho, 2003.
- Lukic, S.M.; Emadi, A. (2010), "State-Switching Control Technique for Switched Reluctance Motor Drives: Theory and Implementation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.57, No.9, pp.2932-2938, setembro, 2010.
- MacMinn, S.R.; Sember, J.W. (1989), "Control of a Switched Reluctance Aircraft Starter-Generator Over a Very Wide Speed Range", *Proceedings of Intersociety Energy Conversion Engineering Conference*, pp.631-638, 1989.
- Martins, J. (1996), *Modelização Automática Entrada/Saída de um Accionamento Electromecânico Baseado Numa Máquina Assíncrona de Rotor em Curto-Circuito*, Tese de Mestrado, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, novembro, 1996.
- Matagne, E.; Garrido, M.S. (2004), *Modélisation des machines électriques en vue de leur commande: Concepts généraux*, Cap.1, Editions Hermès, Sciences et Techniques, 2004.
- Materu P.N., Krishnan, R. (1992), "Estimation of switched reluctance motor losses", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.28, No.3, pp.668-679, maio/junho, 1992.
- McSwiggan, D.; Xu, L.; e Littler, T. (2007), "Modelling and Control of a Variable-Speed Switched Reluctance Generator Based Wind Turbine", *Proceedings of the 42nd International Universities Power Engineering Conference, UPEC 2007*. Vol. 1, pp.459-463, setembro, 2007.
- Miller, T.J. (1993), *Switched Reluctance Motors and their Control*, Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1993.
- Miller, T.J. (2001), *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Oxford, Newnes, 2001.

- Mitra, R.; Sozer, Y. (2014), "Torque ripple minimization of switched reluctance motors through speed signal processing", *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, pp.1366-1373, 14-18 setembro, 2014.
- Moreau, L.; Machmoum, M.; Zaim, M.E. (2005), "Control and Minimization of Torque Ripple in Switched Reluctance Generator", *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2005)*, pp.8 - P.8, 2005.
- Moreau, L.; Zaim, M.; Machmoum, M. (2014), "Control Optimization of a Slotted Switched Reluctance Generator for High-torque Applications", *Electric Power Components and Systems*. No. 6, Vol. 42, pp.629-638, 2014.
- Mueller, M.A. (1999), "Design of low speed switched reluctance for wind energy converter", *Ninth International Conference on Electric Machines and Drives*, Conference Publication No. 468 (IEE), pp.60-64, setembro, 1999.
- Mueller, M.A. (2005), "Design and performance of a 20 kW, 100 rpm, switched reluctance generator for a direct drive wind energy converter", *Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, San Antonio, Texas, U.S.A., pp.56-63, 2005.
- Muljadi, E.; Butterfield, C.P. (2001), "Pitch-controlled variable-speed wind turbine generation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No.1, pp.240-246, janeiro/fevereiro, 2001.
- Narla, S.; Sozer, Y.; Husain, I. (2012), "Switched Reluctance Generator Controls for Optimal Power Generation and Battery Charging," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.48, No.5, pp.1452-1459, setembro/outubro, 2012.
- Nassereddine, M.; Rizk J.; Nagrial M. (2009), "Conversion of a Switched Reluctance Motor to Operate as a Generator for Wind Power Applications", *IEEE Bucharest PowerTech Conference*, Bucareste, Roménia, 28 junho - 2 julho, 2009.
- Parreira, B.; Rafael, S.; Pires, A.J.; Branco, P.C. (2005), "Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine: FEM analysis and experimental tests", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.52, No.6, pp.1635-1643, dezembro, 2005.
- Pires, A.J. (1993), *A Máquina Assíncrona de Rotor em Curto-Circuito em Accionamentos de Velocidade Variável - Nova Metodologia de Controlo*, Tese de Doutoramento, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, dezembro, 1993.

- Rafael, S. (2010), *Controlo de Posição Angular de uma Máquina Eléctrica de Relutância Comutada 8/6*, Tese de Doutoramento, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, dezembro, 2010.
- Rafael, S.; Pires, A.J.; Branco, P.C. (2003), "Implementation of an 8/6 switched reluctance MOSFET current controller: simulation study and experimental tests". *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '03*, Vol. 2, pp.816-820, 9-11 junho, 2003.
- Rahman, K.M.; Schulz, S.E (2002), "Design of high-efficiency and high-torque-density switched reluctance motor for vehicle propulsion", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.38, No.6, pp.1500-1507, novembro/dezembro, 2002.
- Rallabandi, V.; Fernandes, B.G. (2014), "Design procedure of segmented rotor switched reluctance motor for direct drive applications", *IET Electric Power Applications*, Vol.8, No.3, pp.77-88, março 2014
- Ruba, M.; Benja, I.; Szabó, L. (2010), "Modular Fault Tolerant Switched Reluctance Machine—Design and Dynamic Simulations", *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2010*, maio, 2010.
- Siadatan, A.; Afjei, E.; Torkaman, H.; Rafie, M. (2013), "Design, simulation and experimental results for a novel type of two-layer 6/4 three-phase switched reluctance motor/generator", *Energy Conversion and Management*, Vol.71, pp.199-207, julho 2013.
- Silva, J.F.B. (1986), *Electrotecnia Teórica I*, Folhas de Apoio, Vol. 1, Instituto Superior Técnico, 1986.
- Sozer, Y.; Torrey, D.A. (2003), "Closed loop control of excitation parameters for high speed switched-reluctance generators", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, pp.355-362, março, 2004.
- Spooner, E.; Williamson, A.C. (1996), "Direct Coupled Permanent Magnet Generators for wind turbine applications", *IEE Electronics Power Applications*, Vol. 143, No. 1, janeiro, 1996.
- Sun, N.; Choi, D.; Li, J.; Cho, Y. (2012), "The Angle Control of Switched Reluctance Generator for Maximum Output Power", *2012 Sixth International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications (ICEF)*, 19-21 de junho, 2012.

- Torrey, D.A.; Hassanin, M. (1995), "The design of low-speed variable-reluctance generators", *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference*, Vol.1, pp.427-433, 8-12 de outubro, 1995.
- Torrey, D.A. (2002), "Switched-Reluctance Generators and Their Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No.1, pp.3-13, fevereiro, 2002.
- Vandana, R., Nikam, S., Fernandes, B.G. (2012), "High torque polyphase segmented switched reluctance motor with novel excitation strategy", *IET Electric Power Applications*, Vol.6, No.7, pp.375-384, agosto, 2012.
- Versteeg, C.J.A. (2004), "Low speed direct drive PM generator for application in the Zephyros Z72 wind turbine", *IEE Seminar on Electrical Aspects of Offshore Renewable Energy Systems*, NaREC, 24 -25 de fevereiro, 2004.
- Xiong, L.; Xu, B.; Gao, H.; Xu, L. (2009), "A Novel Algorithm of Switched Reluctance Generator for Maximum Power Point Tracking in Wind Turbine Application", *International Conference on Sustainable Power Generation and Supply (SUPERGEN '09)*, pp.1-5, abril, 2009.

