

Bruno Ricardo Oliveira Baptista

DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO EM
CONDIÇÕES ESPECIAIS DE FUNCIONAMENTO: ALIMENTADO POR
UM CONVERSOR NPC COM TOLERÂNCIA A FALHAS OU COM
AVARIAS NO ROTOR

Tese de doutoramento em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, na Especialidade de Energia, orientada pelo
Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e pelo Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz,
apresentada ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Universidade de Coimbra

Setembro de 2016



UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Universidade de Coimbra
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores



**DESEMPENHO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO EM
CONDIÇÕES ESPECIAIS DE FUNCIONAMENTO: ALIMENTADO POR
UM CONVERSOR NPC COM TOLERÂNCIA A FALHAS OU COM
AVARIAS NO ROTOR**

*Tese submetida para a obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Electrotécnica e de
Computadores, na especialidade de energia, pela
Universidade de Coimbra.*

Bruno Ricardo Oliveira Baptista

Coimbra – Portugal

2016

AGRADECIMENTOS

Esta tese é o culminar de um trabalho, que envolveu, além de um grande esforço pessoal, a colaboração de pessoas e meios que deram suporte à conclusão desta tarefa.

Apresento o meu agradecimento,

Ao Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes, que, no seu papel de orientador, mostrou grande disponibilidade, quer para debater, de forma muito construtiva, os vários temas desta tese, quer para a sua revisão. Também, como coordenador do projeto "Fault Diagnosis in High Power Drives Based on Multilevel Converters", pela oportunidade que me foi concedida de integrar a equipa de investigação, do qual resultou uma parte significativa desta tese.

Ao co-orientador, Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz, pelas importantes sugestões que me transmitiu e que me permitiram aprimorar este trabalho científico.

Ao Professor Doutor Eduardo de Sousa Saraiva, pelo empréstimo de alguns livros e pela sua disponibilidade para rever esta tese.

Ao colega Mohsen Abadi, pela sua importante colaboração, no âmbito do trabalho sobre o conversor NPC.

Ao Miguel Rial, por ter sido um bom colega de "ginásio", na árdua tarefa de preparar o motor AEG para os ensaios experimentais.

Ao colega Luís Caseiro, pela disponibilidade demonstrada em ajudar, em qualquer questão pontual, do seu conhecimento.

A Professora Maria Arminda pela sua contribuição na revisão desta tese.

Ao Instituto de Telecomunicações, que além de me ter acolhido, até à data, como investigador em vários projetos científicos, também foi a instituição acolhedora para a realização desta tese de doutoramento.

De forma especial, quero agradecer,

À Jéssica, ao Joaquim e à Ludmila, pela constante força, incentivo e encorajamento para que concluísse esta tese.

À minha família, por todo o apoio concedido em mais esta etapa da minha vida.

Ao Universo, pela oportunidade, pela experiência e pelo conhecimento adquirido.

RESUMO

Nesta tese apresenta-se um trabalho de investigação sobre o desempenho e o comportamento térmico de dois tipos de motores de indução trifásicos, em condições especiais de funcionamento: dois motores com gaiola de esquilo, das classes de eficiência IE2 e IE3, e um motor de rotor bobinado. O trabalho é dividido em três estudos, que foram delineados de forma a mitigar as lacunas existentes na literatura.

O primeiro estudo foi realizado no âmbito do projeto PTDC/EEA-EEL/100156/2008 - "Fault Diagnosis in High Power Drives Based on Multilevel Converters", financiado pela Fundação para a Ciência e a Tecnologia, através do Instituto de Telecomunicações. Este estudo consistiu em avaliar o comportamento dos motores IE2 e IE3, quando alimentados por um conversor multinível NPC de três níveis com tolerância a falhas, quer a funcionar em modo normal, quer em modo reconfigurado. Na primeira fase deste estudo, foi processado e analisada uma elevada quantidade de dados, provenientes de ensaios experimentais. Estes ensaios foram complementados por simulações, baseadas em modelos de elementos finitos, para a determinação das perdas nos núcleos ferromagnéticos dos motores. Desta análise verificou-se que, quando o conversor opera em modo reconfigurado, as perdas e as temperaturas nos motores são maiores, e os rendimentos menores. Verificou-se, igualmente, que o motor da classe de eficiência IE3 teve um melhor desempenho do que o motor da classe IE2.

O segundo estudo versou avaliar o comportamento de um motor de indução de rotor bobinado, alimentado por uma fonte sinusoidal trifásica e com excentricidades estática, dinâmica e mista. Para o efeito, foram realizados vários ensaios experimentais para os diversos tipos de excentricidade, com diferentes valores de severidade e de cargas. Este estudo foi complementado com simulações em elementos finitos, que permitiram analisar o comportamento das forças magnéticas, essenciais para a estimação da vida útil dos rolamentos. Os resultados mostraram que para níveis de excentricidades inferiores a 33%, a potência mecânica, o rendimento e a temperatura não têm alterações assinaláveis, mas que conduzem, no entanto, a um desgaste acelerado dos rolamentos. No âmbito do estudo sobre

excentricidade, foi, também, introduzido o conceito de centro térmico, que permite avaliar a assimetria térmica nos enrolamentos do motor.

O terceiro estudo consistiu na avaliação do comportamento do motor com gaiola, da classe IE3, alimentado por uma fonte sinusoidal trifásica, para os casos de barras adjacentes e não adjacentes fraturadas, e para um anel fraturado. Com este propósito, foi concebida uma metodologia baseada em modelos de elementos finitos 2D e 3D. As simulações mostraram que a velocidade do motor diminui em linha com o número de barras fraturadas. Verificou-se de igual modo que a velocidade do motor oscila, para os casos da gaiola com avaria. O aumento do número de barras fraturadas levou ao aumento das perdas, à diminuição do rendimento, e por conseguinte ao aumento da temperatura no motor. Por último, o procedimento utilizado para simular fraturas na gaiola, que utiliza simultaneamente modelos 2D e 3D, revelou-se uma metodologia vantajosa em relação às encontradas na literatura, para o estudo térmico do motor, nestas condições de avaria.

Palavras-chave: Motor de Indução; Temperatura; NPC; Conversor multinível; Excentricidade; Barras fraturadas; FEM.

ABSTRACT

This thesis presents a research work on the performance and thermal behaviour of two types of three-phase induction motors in special operating conditions: two squirrel-cage motors, of IE2 and IE3 efficiency classes, and a wound rotor motor. The work is divided into three studies in order to fill some gaps existing in the literature.

The first study was conducted under the project PTDC/EEA-EEL/100156/2008 - "Fault Diagnosis in High Power Drives Based on Multilevel Converters", funded by Fundação para a Ciência e a Tecnologia, and conducted in Instituto de Telecomunicações. This study aimed to evaluate the behaviour of IE2 and IE3 motors when fed by a three-level NPC fault-tolerant converter, operating in normal mode and in reconfiguration mode. In the first part of this study a large amount of data from experimental tests was processed and analysed. These tests were complemented by simulations based on finite element models to calculate the losses in the ferromagnetic cores of the motors. By this analysis it was found that when the motors are fed by the converter in reconfiguration mode, their losses and temperatures are higher and the efficiencies are lower. It was also verified that the IE3 efficiency class motor had a better performance compared to the IE2 efficiency class motor, for the same supply conditions.

The goal of the second study was to evaluate the behaviour of a wound rotor induction motor, supplied by a sinusoidal three-phase voltage supply system, with static, dynamic and mixed eccentricities. For this purpose, several experimental tests were conducted for the three types of eccentricity, with different severity values, and for different motor load levels. This study was complemented by simulations using finite element models, which allowed the extrapolation of the case studies for high eccentricity conditions. These simulations also allowed to analyse the behaviour of the magnetic forces, which are essential for estimating the useful life of the motor bearings. The results showed that for eccentricities levels below 33%, the mechanical power, efficiency and temperature have no noticeable change, leading however to an accelerated wear of the bearings. Under the scope of this study, the concept of thermal centre was introduced, which allows to evaluate the thermal asymmetry in the motor windings under the presence of eccentricity.

The third study aimed to evaluate the behaviour of an IE3 class squirrel-cage motor, supplied by a sinusoidal three-phase voltage supply system, for the cases of adjacent and non-adjacent fractured bars, and a fractured end-ring segment. With this purpose, a methodology based on 2D and 3D finite element models was conceived. The simulation results showed that the motor speed decreases with the increase of the number of fractured bars. It was also found that the motor speed oscillates in the case of a faulty cage. The increased number of fractured bars leads to an increase of the motor losses, a reduction of the efficiency, and therefore to a motor temperature rise. Finally, the procedure used to simulate the fractures in the cage, which simultaneously uses 2D and 3D models, has proven to be an advantageous method compared to those found in the literature for the thermal study of motors under these faulty conditions.

Keywords: Induction Motor; Temperature; NPC; Multilevel converter; Eccentricity; Broken Bars; FEM.

ÍNDICE

Agradecimentos.....	iii
Resumo.....	v
Abstract.....	vii
Índice.....	ix
Simbologia.....	xiii
Abreviaturas.....	xix
1. Introdução.....	1-1
1.1. Enquadramento do trabalho.....	1-1
1.2. Objetivos e contribuições originais.....	1-5
1.2.1. Objetivos.....	1-5
1.2.2. Contribuições originais.....	1-6
1.3. Abordagem aos estudos.....	1-7
2. Revisão de literatura.....	2-1
2.1. Temperatura no motor.....	2-1
2.1.1. Introdução.....	2-1
2.1.2. Importância da temperatura no motor.....	2-2
2.1.3. Perdas no motor.....	2-4
2.2. Avarias nos motores de indução trifásicos.....	2-9
2.2.1. Introdução.....	2-9
2.2.2. Excentricidade.....	2-10
2.2.3. Fraturas na gaiola do rotor.....	2-14
2.3. Influência da qualidade de alimentação no motor.....	2-17
2.3.1. Sistema de tensão desequilibrado.....	2-17
2.3.2. Utilização de conversores.....	2-20

2.3.2.1.	Degradação prematura do isolamento dos enrolamentos.....	2-21
2.3.2.2.	Deterioração acelerada dos rolamentos.....	2-22
2.3.2.3.	Aumento das perdas no motor resultante da utilização de conversores 2-22	
2.3.2.4.	Aumento de temperatura e influência no rendimento.....	2-25
2.3.2.5.	Aumento do ruído.....	2-25
2.3.3.	Motor alimentado por um conversor tolerante a falhas.....	2-25
2.4.	Conversores multinível	2-27
2.4.1.	Introdução.....	2-27
2.4.2.	Topologias de conversores multinível.....	2-29
2.4.3.	Conversor com fixação do ponto neutro (NPC).....	2-30
2.4.4.	Conversores NPC com tolerância a falhas	2-30
3.	Simulação baseada no método dos elementos finitos (FEM).....	3-1
3.1.	Introdução	3-1
3.2.	Simulação na aplicação magnética.....	3-4
3.2.1.	Pré-Processamento.....	3-4
3.2.1.1.	Construção da geometria e discretização do domínio	3-4
3.2.1.2.	Propriedades dos materiais.....	3-6
3.2.1.3.	Condições de fronteira.....	3-7
3.2.1.4.	Acoplamento com os circuitos elétricos e cinemático	3-8
3.2.1.5.	Acoplamento com o Simulink.....	3-12
3.2.2.	Processamento.....	3-13
3.2.3.	Pós-processamento	3-14
3.2.3.1.	Cálculo de perdas	3-14
3.2.3.2.	Cálculos da força e do binário	3-15
3.2.4.	Considerações sobre a aplicação magnética regime permanente AC ...	3-16

3.3.	Validação dos modelos magnéticos	3-17
3.4.	Simulação na aplicação térmica.....	3-21
3.4.1.	Pré-processamento e processamento na aplicação térmica	3-22
3.4.2.	Processamento	3-24
3.4.3.	Otimização e afinação do modelo térmico	3-24
3.5.	Modelização de excentricidade	3-30
3.6.	Modelização de fraturas na gaiola do rotor	3-32
4.	Motor alimentado pelo conversor NPC tolerante a falhas	4-1
4.1.	Desenvolvimento experimental.....	4-1
4.1.1.	Sistema de aquisição de grandezas elétricas e mecânicas.....	4-4
4.1.2.	Sistema de aquisição de temperaturas.....	4-6
4.2.	Conversor NPC de três níveis.....	4-8
4.2.1.	Topologia do conversor NPC e estados de comutação	4-8
4.2.2.	Controlo do motor	4-9
4.2.3.	Modulação	4-12
4.2.4.	Comportamento do conversor com um IGBT em circuito aberto.....	4-16
4.2.5.	Topologia tolerante a falhas	4-16
4.3.	Casos estudados.....	4-19
4.4.	Resultados	4-20
4.4.1.	Grandezas elétricas.....	4-24
4.4.2.	Grandezas mecânicas e rendimento.....	4-29
4.4.3.	Grandezas térmicas	4-33
4.4.4.	Correlação de parâmetros.....	4-36
4.4.5.	Extrapolação do modelo para outros pontos de funcionamento	4-39
4.4.6.	Comparação do desempenho entre os motores IE2 e IE3.....	4-48
4.5.	Conclusões.....	4-51

5. Motor de indução de rotor bobinado com excentricidade	5-1
5.1. Desenvolvimento experimental.....	5-2
5.1.1. Sistema de aquisição de grandezas elétricas e mecânicas.....	5-4
5.1.2. Sistema de aquisição de temperaturas.....	5-5
5.2. Casos estudados.....	5-7
5.3. Resultados	5-9
5.3.1. Grandezas elétricas, mecânicas e eletromagnéticas	5-9
5.3.2. Grandezas térmicas	5-22
5.4. Conclusões.....	5-32
6. Motor de indução com fraturas na gaiola	6-1
6.1. Casos estudados.....	6-1
6.2. Resultados	6-2
6.2.1. Grandezas elétricas, mecânicas e eletromagnéticas	6-2
6.2.2. Grandezas térmicas	6-13
6.3. Conclusões.....	6-19
7. Conclusão Geral e trabalho futuro	7-1
7.1. Conclusão geral.....	7-1
7.2. Trabalho futuro.....	7-3
Referências.....	R1
Apêndice.....	A1

SIMBOLOGIA

Símbolo	Designação	Unidade
\vec{A}	Vetor potencial	Wb.m ⁻¹
A_s	Área de dissipação de calor	m ²
B	Densidade de fluxo magnético	T
B_m	Valor de pico da densidade de fluxo magnético	T
C	Capacidade de carga dinâmica	N
d_e	Espessura da chapa magnética	m
dP_{avg}	Potência média das perdas no núcleo magnético	W
dP	Valor instantâneo das perdas no núcleo magnético	W
f	Frequência	Hz
$f_{ecc.}$	Componentes típicas da excentricidade mista	Hz
fr	Frequência da rotação mecânica do rotor	Hz
fs	Frequência do termo fundamental da tensão de alimentação do motor	Hz
F_m	Força magnética	N
g	Espessura do entreferro	m
g_0	Espessura média do entreferro em condições simétricas	m
h	Coefficiente de transferência de calor por convecção	W/(m ² K)
H	Campo magnético	A.m ⁻¹
i_A, i_B, i_C	Valores instantâneos das correntes para as fases A, B e C	A
I_{fM_1}	Valor eficaz médio das correntes de fase do motor referente à componente fundamental	A
I_{fM_h}	Valor eficaz médio das correntes de fase do motor, atribuído às componentes harmónicas	A
i_D, i_Q	Valores instantâneos das componentes do Vetor de <i>Park</i> , segundo os eixos D e Q	A

i_{ds}, i_{qs}	Componentes das correntes dos enrolamentos do estator, segundo os eixos d-q	A
I	Valor eficaz da corrente	A
I_1	Valor eficaz da componente fundamental da corrente	A
$ I^- , I^+ $	Módulos dos fasores das componentes de sequência negativa e positiva da corrente	A
I_n	Valor eficaz da componente de ordem n da corrente	A
$I_{r,rms,m}$	Valor eficaz da corrente do elemento m do rotor	A
$I_{s,rms,n}$	Valor eficaz da corrente do enrolamento n do estator	A
\vec{i}_p	Vetor de <i>Park</i> das correntes	A
\vec{i}_s	Vetor espacial das correntes dos enrolamentos estatóricos	A
J	Densidade de corrente elétrica	A.m ⁻²
J_{in}	Momento de inércia	kg.m ²
k	Condutividade térmica	W/(m.K)
k_e	Coefficiente de perdas em excesso	-
k_i	Número inteiro positivo	-
k_f	Coefficiente de empacotamento	-
k_h	Coefficiente de perdas por histerese	-
l	Deslocamento linear	m
L_{ax}	Comprimento axial do núcleo	m
L_{10}	Vida nominal básica	10 ⁶ revoluções
L_{10h}	Vida nominal básica	Horas
L_m	Indutância de magnetização	H
L_r	Indutância própria do rotor	H
L_{sensor}	Raio da linha onde estão implementados os sensores de temperatura	m

m_a	Índice de modulação	-
M	Soma das temperaturas consideradas no cálculo de \vec{r}_{CMT}	°C
M_A	Média aritmética	-
n	Velocidade de rotação do rotor	rpm
N_s	Número de elementos condutores elétricos do estator	-
N_r	Número de elementos condutores elétricos do rotor	-
O_r	Centro de rotação	-
O_R	Centro geométrico do rotor	-
O_s	Centro geométrico do estator	-
p	Expoente da equação de vida útil dos rolamentos	-
p_v	Densidade de volume da potência das fontes de calor	W.m ⁻³
P	Carga no rolamento (equivalente)	N
P_1	Potência ativa atribuída à componente fundamental	W
$P_{ele.0}$	Potência elétrica absorvida pelo motor no ensaio em vazio	W
P_p	Número de pares de polos	-
$P_{mec.0}$	Potência de perdas mecânicas no ensaio em vazio	W
P_n	Potência ativa atribuída à componente harmónica de ordem n	W
$P_{núcleo}$	Potência de perda no núcleo ferromagnético	W
P_{JR}	Potência de perdas por efeito Joule nos condutores do rotor	W
P_{SIR}	Potência de perdas por efeito Joule nos condutores do estator	W
P_{TJ}	Potência total de perdas por efeito Joule	W
q	Densidade de fluxo térmico	W.m ⁻²
\vec{r}_{CT}	Vetor posição do centro de térmico	m
\vec{r}_i	Vetor posição de um sensor de temperatura	m

R	Resistência	Ω
R_f	Resistência de uma fase do estator	Ω
$R_{cf,n}$	Resistência de controlo para a severidade da fratura na barra	Ω
R_{fM}	Resistência média dos enrolamentos do estator	Ω
$R_{r,m}$	Resistência do elemento m do rotor	Ω
$R_{s,n}$	Resistência do enrolamento n do estator	Ω
R_{Total}	Resistência da bobina	Ω
s	Deslizamento do motor	-
sd	Desvio padrão da amostra	-
S_{CT}	Severidade do deslocamento do centro térmico	-
ST	Período de amostragem	s
t	Tempo	s
T_a, T_b, T_c	Tempos de permanência dos vetores de tensão	s
T	Intervalo de tempo considerado	s
T_s	Temperatura da superfície	K
T_r	Temperatura ambiente	K
v	Relutividade	$m.H^{-1}$
V	Potencial escalar elétrico	V
V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}	Tensões de polo do conversor NPC para as fases A, B, C	V
V_1	Valor eficaz da componente fundamental da tensão	V
$ V^- , V^+ $	Módulos dos fasores das componentes de sequência negativa e positiva da tensão	V
V_n	Valor eficaz da componente de ordem n da tensão	V
\vec{V}_{ref}	Vetor de referência da tensão	V
$W_{dis.}$	Energia térmica dissipada	J

W_{fonte}	Energia fornecida da fonte de alimentação	J
$W_{mag.}$	Energia magnética	J
X_{CMT}	Componente do vetor \vec{r}_{CMT} segundo o eixo X	m
\bar{x}	Média da amostra (do desvio padrão)	-
Y_{CMT}	Componente do vetor \vec{r}_{CMT} segundo o eixo Y	m
∂_d	Deslocamento - excentricidade dinâmica	m
∂_{gd}	Grau de severidade de excentricidade dinâmica (0-1)	-
∂_{gs}	Grau de severidade de excentricidade estática (0-1)	-
∂_s	Deslocamento - excentricidade estática	m
∇T	Gradiente de temperatura	K.m ⁻¹
ε	Emissividade	-
θ_f	Ângulo do fluxo rotórico	rad
θ_r	Posição angular do rotor	rad
θ_{sl}	Ângulo de deslizamento	rad
λ_C	Fluxo encadeado	Wb
$\vec{\lambda}_r$	Vetor do fluxo encadeado rotórico	Wb
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$	Componentes do fluxo encadeado rotórico, referido ao estator, segundo os eixos d-q	Wb
μ	Permeabilidade magnética	H.m ⁻¹
$\rho_{X,Y}$	Coefficiente de correlação produto-momento de Pearson	-
ρC_p	Capacidade térmica volumétrica	J/(m ³ .K)
σ	Condutividade	S.m ⁻¹
σ_{SB}	Constante de Stefan–Boltzmann	W/(m ² .K ⁴)
σ_X, σ_Y	Desvio padrão de X e Y	-
τ_{em}	Binário eletromagnético	N.m

τ_r	Binário resistente	N.m
ϕ	Fluxo térmico	W
ω_e	Velocidade angular síncrona	rad.s ⁻¹
ω_r	Velocidade angular do rotor	rad.s ⁻¹
ω_{sl}	Velocidade angular de deslizamento.	rad.s ⁻¹

No texto da tese, os símbolos anteriores, quando acompanhados por *, na posição superior à linha, representam valores de referência.

ABREVIATURAS

- DTC - *Direct Torque Control*, controlo direto de binário.
- EPRI - *Electric Power Research Institute*.
- EPVA - *Extended Park's Vector Approach*.
- FEM - *Finite Element Method*, método dos elementos finitos.
- FPRF - *Fault Power Rating Factor*.
- FFT - *Fast Fourier Transform*.
- HVDC - *High-Voltage Direct Current*.
- IEC - *International Electrotechnical Commission*.
- IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*.
- IRFOC - *Indirect Rotor Field Oriented Control*, controlo por orientação de campo rotórico indirecto.
- L. A. – Referente ao lado do ataque do motor.
- L. V. – Referente ao lado do ventilador do motor.
- LMT - *Loss Minimization Techniques*, técnicas de minimização de perdas.
- MCSA - *Motor Current Signature Analysis*, análise da corrente do motor.
- NEMA - *National Electrical Manufacturers Association*.
- NPC - *Neutral-Point Clamped Converter*, conversor com fixação do ponto neutro.
- PDF - *Active Power Distortion Factor*.
- RFOC - *Rotor Flux Oriented Control*, controlo por orientação de campo rotórico.
- SNPC - *Stator Neutral Point Connection*.
- SPC - *Stator Phase Connection*.
- SVPWM - *Space Vector Pulse Width Modulation*.
- THD - *Total Harmonic Distortion*.
- UMP - *Unbalanced Magnetic Pull*, força de atração magnética desequilibrada.
- WRIM - *Wound-Rotor Induction Machine*, máquina de indução de rotor bobinado.

1. INTRODUÇÃO

Este capítulo introdutório está dividido em três secções. Na secção 1.1 apresenta-se o enquadramento do trabalho, na secção 1.2 descrevem-se os objetivos e as contribuições originais, e por fim, na secção 1.3, apresenta-se a abordagem aos estudos.

1.1. ENQUADRAMENTO DO TRABALHO

A redução das emissões de gases com efeito de estufa é considerada um fator ambiental prioritário, que contribui para um desenvolvimento sustentável. O aumento da eficiência energética nos equipamentos elétricos é tido como um dos principais mecanismos que ajudam esta redução. Estima-se que estão instalados 300 milhões de motores elétricos a nível mundial. Nas aplicações industriais, os motores representam um consumo de cerca de 40% da produção mundial de energia elétrica. Nas indústrias, os sistemas compostos por motores elétricos constituem aproximadamente 70% do consumo de eletricidade, e, portanto, formam o fator de carga elétrica mais importante [1-4]. À semelhança de países, tais como os EUA, o Brasil, a China, entre outros, a União europeia tem adotado estratégias importantes referentes à conceção ecológica de produtos e possui normas mínimas de desempenho energético para o mercado Europeu (EU MEPS). O Regulamento (CE) N.º640/2009 dá execução à Diretiva 2005/32/CE do Parlamento Europeu e do Conselho no que respeita aos requisitos de conceção ecológica para os motores elétricos. Recentemente, este regulamento sofreu ligeiras alterações, introduzidas pelo Regulamento (UE) N.º4/2014, tendo em conta a experiência adquirida com

a aplicação do regulamento N.º640/2009 e a evolução recente do mercado dos motores elétricos. Com o cumprimento deste regulamento estima-se uma economia de energia de 135 TWh até 2020, o que corresponde aproximadamente a três vezes o consumo anual de energia elétrica em Portugal [5]. No que respeita aos tipos de máquinas utilizadas, o motor de indução com gaiola de esquilo continua a ser a solução mais atrativa e utilizada a nível industrial, o que é justificado pelas suas características, tais como a robustez, a fiabilidade, o baixo custo, o alto rendimento e a manutenção pouco dispendiosa, aliadas a um controlo moderno mais eficiente. Além disso, este tipo de motor tem vencido a tendência e as exigências legislativas dos últimos anos, pela utilização de motores com classes de eficiência superiores, existindo inclusive, na atualidade, motores de indução que satisfazem os requisitos da classe IE4 [2]. Também, é fácil avaliar a importância deste tipo de motor, pela grande quantidade de artigos encontrados a seu respeito na literatura.

Um outro mecanismo que contribui para a redução das emissões de gases com efeito de estufa é a produção de energia elétrica, tendo como fonte a energia eólica, que também está entre as soluções mais rápidas e importantes. A título exemplificativo, as estimativas indicam que a utilização deste tipo de energia permite uma redução equivalente a retirar das ruas 28 milhões de carros nos EUA [6] em 2014 e 71 milhões de carros na EU em 2011 [7]. Atualmente, o aproveitamento de energia eólica encontra-se em forte crescimento, com uma taxa anual de 20%-30% [8]. Entre as máquinas mais utilizadas nos aerogeradores estão as máquinas de indução de rotor bobinado (WRIM), sendo a sua utilização uma tecnologia bem estabelecida. Este novo mercado para as WRIM fez com que o interesse dos investigadores pelos estudos do controlo e das tecnologias relativas a esta máquina renascesse.

Algumas das vantagens da WRIM são o controlo da potência reativa, que permite o controlo da tensão em redes fracas, e o ser magnetizada pelo lado do rotor, não sendo necessário obter a corrente de magnetização diretamente da rede e o tamanho do conversor não depende da potência total do gerador, mas sim da gama de velocidade escolhida [9]. Por outro lado, como qualquer máquina, a WRIM está sujeita a avarias, pelo que a confiabilidade e o estudo das avarias que afetam a WRIM assumem, atualmente, grande importância [10, 11].

É, assim, clara a importância da máquina de indução, tanto no modo de motorização, como no modo geração, justificando por isso a grande atenção de que tem sido alvo por parte dos meios académico e industrial.

No que respeita aos motores em ambiente industrial, é comum que estes se insiram num sistema, comumente chamado por acionamento elétrico. Normalmente, este sistema é constituído pela alimentação, que pode ser garantida diretamente pela rede elétrica ou por um conversor, o próprio motor e a carga mecânica [12]. Muitos destes acionamentos estão frequentemente instalados em processos críticos, podendo decorrer da sua avaria, um prejuízo avultado. Deste modo, é importante estudar os fatores que influenciam o desempenho do motor e aqueles que contribuem para a diminuição da sua vida útil ou que conduzem à sua falha total. De modo geral, as avarias que ocorrem na máquina podem ter a sua origem associada à alimentação, à estrutura da máquina, à carga e a agentes ambientais. As avarias podem ser classificadas como avarias de natureza mecânica e avarias de natureza elétrica. As avarias elétricas mais comuns incluem falha do isolamento dos enrolamentos e fraturas nas barras do rotor. As avarias mecânicas incluem rotor com excentricidade e rolamentos danificados [13]. Ambos os tipos de avarias contribuem para uma degradação do desempenho da máquina e para o aumento de perdas, o que provoca a subida de temperatura no motor. Deve realçar-se que cada uma destas avarias pode conduzir ao aparecimento de outras. Por exemplo, um aumento de temperatura devido a barras fraturadas poderá conduzir a uma falha do isolamento dos enrolamentos estatóricos. Do mesmo modo, a excentricidade pode levar a uma degradação acelerada dos rolamentos. Assim como na natureza, desequilíbrio leva a outros desequilíbrios, neste caso, uma avaria pode levar ao aparecimento de novas avarias, podendo daí advir várias avarias simultâneas na máquina.

Devido à evolução tecnológica, verificada nas últimas duas décadas, nos campos da eletrónica de potência e do controlo, foi possível suprimir problemas de difícil e pouco eficiente controlo no motor de indução. É claramente reconhecido que os conversores de eletrónica de potência vieram possibilitar um tipo de controlo mais fácil e eficiente dos motores de indução. Porém, quando o motor é alimentado por um conversor de eletrónica de potência, as suas condições de alimentação afastam-se das idealmente previstas, isto é, da tensão de alimentação sinusoidal. Por este motivo, pode ocorrer uma redução do rendimento e aumento da temperatura do motor, causados, por exemplo, pelas componentes harmónicas presentes

na alimentação. Ademais, existe uma maior probabilidade do conversor fornecer uma alimentação desequilibrada, quando comparada com a situação em que a alimentação é realizada através do barramento trifásico da rede elétrica, o que propicia o aparecimento de tensões de modo comum. Além disso, uma forma de onda da tensão de alimentação, com componentes harmônicas de elevada frequência, provoca esforços elétricos adicionais, que contribuirão para uma maior taxa de envelhecimento do isolamento dos enrolamentos do estator [14-19].

Num acionamento elétrico há, ainda, que ter em conta, a probabilidade de avaria no conversor de eletrônica de potência. No que respeita aos conversores, algumas das suas avarias mais comuns são do tipo curto-circuito e circuito-aberto de um ou mais semicondutores, afetando, desta forma, uma ou mais fases do conversor, dependendo do tipo e localização do elemento avariado. Após o aparecimento da avaria, esta deverá ser detetada rapidamente e o conversor desligado, de forma a evitar a propagação de avarias em todo o conversor, ou mesmo a sua destruição. No entanto, como já anteriormente referido, se a paragem do conversor ocorrer, o acionamento interromperá o serviço, o que poderá acarretar prejuízos elevados. Por este motivo, a possibilidade de ter um conversor com tolerância a falhas no acionamento é muito atrativa, sendo que a utilização deste tipo de conversores contribui para um aumento de fiabilidade do sistema. Num conversor com tolerância a falhas é possível garantir a sua continuidade de serviço, desde que a avaria seja detetada atempadamente pelo sistema e limitada às possibilidades de avarias previstas pela estratégia de tolerância. Porém, é de salientar que a continuidade de serviço é garantida de forma temporária, e a reparação do conversor deve ser efetuada o mais breve possível após a ocorrência da avaria. Para implementar a tolerância a falhas num conversor de eletrônica de potência é necessário introduzir modificações a nível de *hardware* e/ou *software* de controlo, aliadas a um método de diagnóstico que permita a deteção da avaria de forma rápida e precisa. Contudo, dependendo da estratégia de tolerância, pode ser necessário um aumento quer da robustez dos componentes do conversor, quer, em certos casos, do sistema de alimentação do barramento de corrente contínua. Refira-se, também, que as estratégias de tolerância podem causar uma diminuição da qualidade de alimentação ao motor e, conseqüentemente, uma diminuição no rendimento e um aumento da temperatura. Além disso, muitas das estratégias

só conseguem garantir a continuidade de serviço com um nível de potência mais baixo à saída do conversor, o que poderá ser incompatível com a carga acionada [20-22].

No que respeita ao tipo de conversores instalados em meios industriais, a sua maior parte são de dois níveis. Contudo, o interesse por parte da indústria e o meio académico em relação aos conversores multinível tem crescido consideravelmente nos últimos anos. Este interesse é consequência das vantagens que este tipo de conversores multinível apresentam sobre os conversores de dois níveis, possibilitando uma melhor qualidade da forma de onda da tensão de saída. Sendo esta mais próxima de uma onda sinusoidal, tem uma menor distorção da tensão, levando a uma menor distorção da corrente, a menores perdas devido às componentes harmónicas, e a esforços de tensão menores nos semicondutores [23-27]. Estes conversores podem ser utilizados numa gama alargada de aplicações, desde baixa potência até alta potência. Alguns exemplos de aplicações, em ambiente industrial, são compressores, misturadoras e tração ferroviária [28]. Porém, um conversor multinível sem tolerância a falhas apresenta uma confiabilidade menor do que um conversor de dois níveis, pelo facto de possuir um maior número de semicondutores e, assim, ter uma probabilidade mais elevada de avaria.

A utilização de conversores de eletrónica de potência na alimentação de máquinas de indução trifásicas conduz, normalmente, a um aumento de temperatura na máquina. *Montsinger* introduziu o conceito que a vida útil do isolamento dos enrolamentos cai para metade por cada 10 °C de aumento de temperatura a que a máquina é sujeita [29]. Portanto, a avaliação do comportamento térmico do motor é de suma importância, visto que a temperatura é um fator determinante na sua vida útil.

1.2. OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS

1.2.1. Objetivos

Os estudos desenvolvidos no âmbito desta tese tiveram como objetivo geral a análise do desempenho e do comportamento térmico do motor de indução em três condições de funcionamento distintas, que a seguir se elencam.

Em processos industriais críticos, o conversor multinível com tolerância a falhas pode assumir um papel de suma importância. No entanto, na literatura foi verificada uma lacuna de estudos sobre as consequências que advém da utilização deste tipo de conversores para o motor de indução trifásico. Assim, foi traçado como primeiro objetivo o de avaliar o desempenho e o comportamento térmico do motor de indução quando alimentado por um conversor multinível do tipo NPC (conversor com fixação do ponto neutro), de três níveis, com tolerância a falhas.

No que diz respeito às máquinas de indução de rotor bobinado, verificou-se, nos últimos anos um interesse renascido por este tipo de máquina, por parte dos meios industrial e acadêmico, amplamente justificado pela grande utilização em sistemas eólicos. Neste tipo de máquina, uma das avarias mais comuns é a excentricidade. Atendendo à lacuna existente na literatura sobre o comportamento térmico em motores de indução com excentricidade, foi traçado o segundo objetivo: avaliação do desempenho e comportamento térmico de um motor de indução trifásico de rotor bobinado, quando opera nas condições de funcionamento normal e com excentricidades estática, dinâmica e mista.

Em relação a motores de indução com gaiola de esquilo, uma das avarias mais comuns são as fraturas nas barras e nos anéis. Tendo em conta que na literatura não foi encontrado um estudo completo sobre este tema, foi traçado o seguinte terceiro objetivo: avaliação do desempenho e comportamento térmico de um motor de indução trifásico, quando apresenta barras e um anel fraturados, mediante a utilização de modelos 2D e 3D de elementos finitos.

1.2.2. Contribuições originais

As contribuições originais surgiram de acordo com os objetivos delineados na secção anterior. Em primeiro, foi realizado um estudo que avaliou o desempenho e o comportamento térmico de dois motores de indução, das classes de eficiência IE2 e IE3, quando alimentados por um conversor multinível do tipo NPC de três níveis com tolerância a falhas. Este estudo comportou vários modos de funcionamento do conversor e do motor. No conversor foram

estudados os casos de funcionamento normal e de funcionamento pós-reconfiguração e para o motor foram considerados vários níveis de binário de carga e de velocidade¹.

No que diz respeito ao segundo objetivo, foi realizado uma avaliação do comportamento térmico de um motor de rotor bobinado com excentricidades estática, dinâmica e mista. Ademais, avaliou-se o comportamento da força magnética desequilibrada e a vida útil dos rolamentos. Por fim, foi introduzido o conceito de Centro Térmico e o respetivo fator de severidade, que avalia o desalinhamento do ponto de equilíbrio térmico ideal.

Por último, para o terceiro objetivo, foi realizada a avaliação do desempenho e do comportamento térmico de motor de classe de eficiência IE3, com barras fraturadas em posições adjacentes e não adjacentes e no caso de um anel fraturado. No decorrer do estudo, foi elaborada uma nova metodologia que utiliza, simultaneamente, modelos de elementos finitos 2D magnéticos e 3D térmicos. O modelo térmico inclui um novo conceito desenvolvido e que se baseia num fator de convecção compensado para simplificação do modelo térmico, permitindo avaliar o efeito da posição axial da fratura no comportamento térmico geral do motor.

1.3. ABORDAGEM AOS ESTUDOS

A presente tese apresenta um trabalho de investigação sobre o estudo do desempenho eletromagnético, mecânico e nomeadamente térmico de dois tipos de motores de indução, em condições especiais de funcionamento. Dois motores são de gaiola de esquilo, das classes de eficiência IE2 e IE3 do fabricante WEG, e um motor é de rotor bobinado do fabricante AEG. Para cada um dos tópicos estudados foi seguida uma abordagem que atendeu aos objetivos atrás aludidos.

Para o estudo sobre a avaliação do comportamento do motor de indução trifásico alimentado com um conversor multinível NPC de três níveis tolerante a falhas, apresentado no capítulo 4, optou-se por uma investigação de cariz experimental. Foi processada e analisada uma grande quantidade de resultados provenientes de ensaios experimentais dos motores IE2

¹ Este estudo foi realizado no âmbito do projeto PTDC/EEA-EEL/100156/2008 - "Fault Diagnosis in High Power Drives Based on Multilevel Converters", financiado pela Fundação para a Ciência e a Tecnologia, mediante o Instituto de Telecomunicações.

e IE3, para os quais foram adquiridas grandezas elétricas, mecânicas e térmicas. Para além disso, recorreu-se à simulação do acionamento por modelos de elementos finitos, para vários pontos de operação realizados experimentalmente, tendo como objetivo a obtenção das perdas no ferro dos motores. Por fim, recorreu-se aos modelos de simulação para avaliar o comportamento dos motores em outros pontos de operação extrapolados, de maior potência mecânica.

Em relação ao estudo sobre avaliação do desempenho do motor de indução de rotor bobinado com excentricidade estática, dinâmica e mista, apresentado no capítulo 5, este também teve um cariz experimental. Adquiriu-se e processou-se o mesmo tipo de grandezas, mencionadas no parágrafo anterior. Este estudo foi complementado por simulações em elementos finitos, que além de possibilitarem a extrapolação para condições de excentricidade elevadas, permitiram analisar o comportamento das forças magnéticas, essenciais para a estimação da vida útil dos rolamentos.

Por fim, o estudo sobre avaliação do comportamento de um motor de indução, com barras fraturadas e um anel fraturado, apresentado no capítulo 6, teve como base um extenso conjunto de simulações mediante modelos 2D e 3D de elementos finitos. Os resultados destas simulações permitiram avaliar o desempenho e o comportamento térmico do motor para um número elevado de casos de avaria na gaiola do motor.

2. REVISÃO DE LITERATURA

A revisão de literatura está dividida em cinco seções. Na seção 2.1 aborda-se a importância da temperatura no motor indução e o cálculo das fontes de calor. De seguida, na seção 2.2 apresentam-se as principais avarias que ocorrem no motor, nomeadamente a avaria de fraturadas na gaiola e a avaria de excentricidade, as suas causas e consequências. Na seção 2.3 abordam-se os efeitos da qualidade de alimentação no motor. Por último, na seção 2.4 introduz-se o conceito de conversor multinível, com ênfase no conversor NPC de três níveis.

2.1. TEMPERATURA NO MOTOR

2.1.1. Introdução

Durante a predominância dos motores de classe de isolamento A, era prática comum determinar se o motor sobreaquecia, pelo simples toque da mão na sua carcaça. Se o motor estivesse demasiado quente para tocar “*too hot to touch*”, era indício que estava a sobreaquecer. Contudo, com os avanços dos sistemas de isolamento, esta regra de ouro deixou de ser possível, pois a temperatura máxima que os motores operam atualmente é bastante superior ao que a pele do corpo humano pode suportar [30].

A sobrelevação da temperatura no motor a qualquer regime de carga/velocidade depende da sua estrutura, do tipo de refrigeração, dos efeitos da redução da velocidade na refrigeração, da tensão aplicada e das características do conversor. Pela segunda lei da

termodinâmica, a temperatura tende a equilibrar-se com a transferência de calor do corpo com maior temperatura para o de menor temperatura. Na maioria dos motores, a remoção de calor é assegurada por convecção do ar, condução pelas superfícies fixas da máquina e por radiação para o meio ambiente. Nas máquinas de elevada potência, outros métodos podem ser aplicados, como por exemplo a refrigeração com hidrogênio.

Um dos fatores mais importantes a ter em consideração no projeto do motor é a temperatura ambiente, a qual determina o aumento máximo de temperatura para o funcionamento da máquina [31, 32].

2.1.2. Importância da temperatura no motor

A temperatura é uma grandeza muito importante que determina diretamente a vida útil nas máquinas elétricas, afeta diretamente o isolamento dos enrolamentos, bem como de outros componentes, como por exemplo os lubrificantes dos rolamentos. A temperatura elevada é uma das principais causas da falha do isolamento dos enrolamentos nos motores, sendo a maior nos motores pequenos. A percentagem global de falhas nos enrolamentos, segundo o estudo do EPRI (*Electric Power Research Institute*), é de 36%, o que reforça a importância a ser dada ao comportamento termodinâmico dos motores [33, 34].

Durante vários anos foi estudada a relação entre a temperatura e a vida útil da máquina, popularizando-se a regra que afirma que o tempo de vida útil do isolamento térmico diminui para metade com um aumento de temperatura de 10°C [29]. Esta premissa fundamenta a importância que assume o projeto térmico da máquina e também o estudo do seu comportamento térmico. No projeto de um motor deve ser garantido que a temperatura nos enrolamentos não ultrapasse o limite máximo da classe de isolamento, quando este trabalha dentro dos limites operacionais previstos. Normalmente, para motores industriais é considerada uma temperatura ambiente máxima de 40 °C [35].

De acordo com a IEC (*International Electrotechnical Commission*), são utilizadas quatro classes de isolamento térmico de materiais isolantes, sumarizadas na Tabela 2.1 [36]. Na Fig. 2.1, é apresentado um gráfico que relaciona tempo de vida útil do isolamento em função da temperatura. Como se pode observar, o aumento de temperatura reduz muito a expectativa de vida do isolamento.

Tabela 2.1 Classes térmicas de materiais isolantes (IEC 60085, IEC 60034-1)

Classe de Temperatura	Temperatura (°C)
A	105
B	130
F	155
H	180

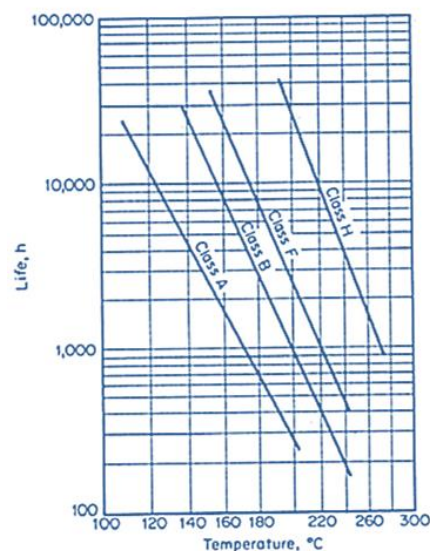


Fig. 2.1. Tempo de vida útil do isolamento em função da temperatura [37].

Para tornar mais explícito o impacto da temperatura no isolamento, na Tabela 2.2 é apresentada a redução da vida útil do isolamento causada pelo aumento da temperatura ambiente. O isolamento representado é da classe F, num motor projetado para operar com temperaturas de classe B [38]. Como se pode observar, o decréscimo de vida previsto para o isolamento é acentuado. Assim, se a temperatura ambiente aumentar de 30 °C para 60 °C, ocorrerá uma redução de vida útil prevista de 220 000 horas.

A deterioração do material isolante é irreversível, contudo se for reduzida a temperatura, é possível desacelerar este decurso de enfraquecimento do isolamento. Na Fig. 2.2, é ilustrado o aumento de temperatura permitido nos enrolamentos do estator, em função da variação de temperatura ambiente à qual o motor é exposto. Como é expectável, com uma temperatura ambiente maior, o aumento permissível de temperatura no motor é menor [32].

Tabela 2.2 Redução da vida útil do isolamento de classe F com o aumento da temperatura

Temperatura ambiente (°C)	Vida do isolamento (Horas)
30	250 000
40	125 000
50	60 000
60	30 000

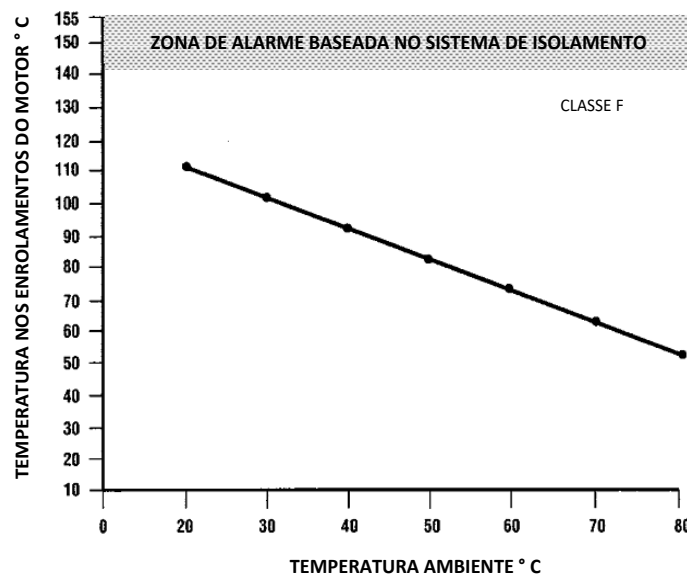


Fig. 2.2. Temperatura nos enrolamentos versus temperatura ambiente.

2.1.3. Perdas no motor

A estimação ou determinação da temperatura nas diversas partes constituintes do motor é difícil, e, na prática, não é possível utilizar um número infinito de sensores para abranger todo o domínio da estrutura da máquina. Quando se utilizam modelos matemáticos, para estimar a temperatura, é crucial determinar previamente as várias perdas que ocorrem na máquina e a capacidade de remoção de calor, entre outros parâmetros. Uma das formas mais comuns para determinar o rendimento dos motores de indução é através do método *Potências de Entrada-Saída com segregação de perdas* [37], representado pela equação (2.1). Isto é, a potência de perdas totais e que são iguais ao somatório das perdas parciais, é igual à diferença entre a potência de saída (mecânica) e a potência de entrada (elétrica).

$$\sum P_{perdas} = P_{entrada} - P_{saída} \quad (2.1)$$

As perdas nas máquinas de indução podem, de forma geral, ser classificadas e segregadas nos seguintes tipos principais:

- a) Perdas por efeito Joule nos condutores do estator e do rotor;
- b) Perdas no núcleo magnético;
- c) Perdas mecânicas.

Secundariamente, existem as chamadas perdas adicionais ou residuais, que são a parte das perdas não contabilizadas pela soma das potências de a), b) e c). Estas perdas podem ser de forma simbólica representadas pela equação (2.2). Esta parcela de perdas pode ter origem em fenômenos que ocorrem no material magnético, na estrutura geométrica de diversas partes do motor que leva ao aparecimento de componentes harmônicas espaciais, fluxos de fugas e a correntes de fugas entre barras [39, 40].

$$P_{adicionais} = P_{entrada} - P_{saída} - (P_a + P_b + P_c) \quad (2.2)$$

A compreensão das perdas adicionais e a sua correta quantificação tem sido um desafio para os investigadores e projetistas de motores de indução. Durante muito tempo, foi prática comum considerar as perdas adicionais 0.5% do valor da potência de entrada nominal, aliás, este era o valor indicado pela obsoleta norma IEC 60034-2:1996. Contudo, este valor é pouco preciso. Ainda assim, para se obter um valor mais fidedigno destas perdas, pode-se fazer uso da equação (2.2). Para tal, é necessário utilizar instrumentação de medida de alta precisão e seguir, rigorosamente, os procedimentos indicados pelas normas atuais com maior representatividade. Estes procedimentos podem ser consultados nas normas IEEE112:2004 e IEC 60034-2-1 que têm procedimentos similares [39-47].

Em [43] apresenta-se um estudo que reúne dados de cerca de 1000 motores de indução, na gama de 1 a 250 hp. Este estudo indica que a média das perdas adicionais do universo estatístico dos motores é 1.2% da potência de entrada, estando muito alinhado com o estudo em [41], que reúne cerca de 800 motores na gama de 1-500 hp, indicando uma média de 1.3%. Tendo em conta a complexidade destas perdas, o seu valor percentual relativamente baixo e a possibilidade de calcular as perdas no núcleo pela formulação de *Bertotti*, recorrendo a

modelos baseados no método dos elementos finitos (FEM), as perdas adicionais não foram consideradas nesta tese.

Perdas por efeito Joule

Nos condutores do estator e do rotor, as perdas por efeito Joule podem ser determinadas pela equação (2.3). Nesta equação, m é um elemento pertencente ao estator e n um elemento pertencente ao rotor, N_s o número total de elementos condutores no estator, N_r o número total de condutores no rotor, R a resistência de cada elemento n ou m (Ω) e I o valor eficaz da corrente num elemento n ou m (A).

A norma IEEE112, refere que se devem determinar as perdas por efeito Joule no estator e no rotor pelas equações (2.4) e (2.5), respetivamente. Nestas equações, P_{SIR} é a potência de perdas por efeito Joule nos condutores do estator (W), I o valor eficaz da corrente numa fase (A), R_f a resistência de uma fase (Ω). P_{JR} a potência de perdas por efeito Joule nos condutores do rotor (W), $P_{ele.}$ a potência elétrica de entrada (W), $P_{núcleo}$ a potência de perdas no núcleo ferromagnético (W) e s o deslizamento. Pode-se verificar que a equação (2.4) só fornece um resultado preciso se existir equilíbrio nas correntes de fase e nas resistências dos enrolamentos. Por outro lado, a equação (2.5), é afetada pelo erro implícito no cálculo de P_{SIR} na equação (2.4), e por isso já possui algum grau de imprecisão. Contudo, a utilização da equação (2.5) é útil quando as grandezas do rotor não estão acessíveis, como por exemplo no caso de motores com gaiola de esquilo. Em simulações baseadas em elementos finitos é possível aplicar a equação (2.3).

$$P_{TJ} = \underbrace{\sum_{m=1}^{N_s} I_{s,rms,m}^2 R_{s,m}}_{\text{Perdas E. Joule Estator}} + \underbrace{\sum_{n=1}^{N_r} I_{r,rms,n}^2 R_{r,n}}_{\text{Perdas E. Joule Rotor}} \quad (2.3)$$

$$P_{SIR} = 3I_f^2 R_f \quad (2.4)$$

$$P_{JR} = (P_{ele.} - P_{SIR} - P_{núcleo})s \quad (2.5)$$

Perdas mecânicas

As perdas mecânicas têm origem na fricção nos rolamentos e na ventilação. Alguns dos fatores que influenciam estas perdas são a velocidade do rotor, o tipo de rolamento, a força

exercida neste último, entres outros. Para o cálculo destas perdas, considera-se a equação (2.6), em que $P_{ele.0}$ é a potência elétrica absorvida pelo motor (W), $P_{mec.0}$ a potência de perdas mecânicas (W), referentes ao ensaio em vazio, e $P_{núcleo}$ a potência de perdas no núcleo ferromagnético. Por outro lado, é sabido que as perdas no núcleo dependem do fluxo magnético, e que este está relacionado com a tensão de alimentação. Na literatura, aceita-se que as perdas no núcleo são proporcionais ao quadrado da tensão de alimentação do motor, pelo que, podem ser representadas por (2.7) [31, 37, 44]. Para o cálculo da potência das perdas mecânicas, a norma IEEE112 indica fazer a regressão da reta da potência definida pela diferença, $P_{ele.0} - P_{SIR}$, adquirida para vários valores de tensão, ilustrada na Fig. 2.3. Esta regressão deve ser realizada até ao ponto de tensão nula. Neste ponto, é aceite que a potência de perdas no núcleo é aproximadamente zero, sendo o valor da potência neste ponto correspondente à potência de perdas mecânicas.

$$P_{mec.0} = P_{ele.0} - P_{SIR} - P_{núcleo} \quad (2.6)$$

$$P_{núcleo} \propto V^2 \quad (2.7)$$

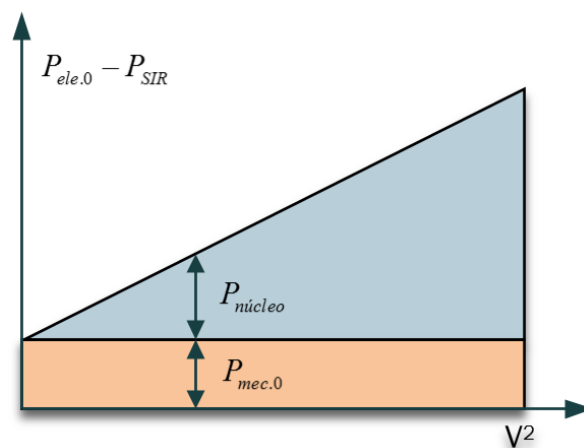


Fig. 2.3. Repartição das potências de perdas no núcleo e mecânicas para o ensaio em vazio.

Perdas no núcleo ferromagnético

Este tipo de perdas no motor são complexas e difíceis de determinar. Depois de várias décadas em que diversos modelos foram propostos para a determinação destas perdas, o assunto continua na atualidade a merecer a atenção dos investigadores. Isto pode ser constatado pelo número de artigos que se encontram na literatura a este respeito, entre eles

[40, 44, 48-57]. Nestes estudos, encontra-se uma grande variedade de abordagens, desde modelos de elevada complexidade, a outros que propõem formas mais simples de cálculo, como por exemplo o método apresentado em [40]. É igualmente utilizada a recorrência ao auxílio de modelos baseados em FEM. Um dado importante a realçar é que muitos destes estudos frisam a sua validade para o tipo de alimentação não sinusoidal.

A forma de cálculo das perdas no núcleo indicado pela norma IEEE112 é baseada na equação (2.8), em que $P_{ele.0}$ é a potência elétrica absorvida pelo motor em vazio e $P_{mec.0}$ a potência de perdas mecânica em vazio e P_{SIR} a potência de perdas por efeito Joule. Contudo, o resultado destas perdas não é muito preciso. Note-se, por exemplo, que não são contabilizadas as perdas adicionais nesta equação, e, portanto, serão incluídas incorretamente nas perdas no ferro. Além disso, as perdas por efeito Joule no rotor não são absolutamente nulas [40, 44].

$$P_{núcleo} = P_{ele.0} - P_{SIR} - P_{mec.0} \quad (2.8)$$

Os métodos para determinar as perdas no ferro em máquinas elétricas podem ser de forma genérica divididos em métodos baseados na equação de *Steinmetz*, na decomposição de perdas e em modelos matemáticos de histerese [51]. Um dos métodos mais reconhecidos para cálculo das perdas no núcleo ferromagnético é o que utiliza a formulação de *Bertotti*, que se baseia na decomposição de perdas [50, 58]. Nesta abordagem teórica, a potência de perdas totais no núcleo é dada pela equação (2.9), em que $P_{his.}$ é a potência de perdas por histerese, $P_{class.}$ a potência de perdas clássicas e $P_{exc.}$ a potência perdas em excesso, (W). As bases teóricas deste método podem ser consultadas em [56, 57]. Dada a dificuldade do cálculo das perdas no núcleo dos motores e procurando uma maior precisão, optou-se por utilizar, nos estudos apresentados nesta tese, a formulação de *Bertotti*, através do recurso aos modelos baseados em FEM. As equações implementadas pelo *software* serão apresentadas no Capítulo 3.

$$P_{núcleo} = P_{his.} + P_{class.} + P_{exc.} \quad (2.9)$$

De maneira geral, existem duas causas que podem influenciar o valor das perdas na máquina e, por conseguinte, a sua temperatura. A primeira está relacionada com avarias na própria máquina e a segunda com a qualidade da forma de onda de alimentação.

Na secção 2.2, apresentam-se, sumariamente, as principais avarias que ocorrem nos motores de indução, sendo dada ênfase às avarias relativas à excentricidade e às fraturadas na gaiola. Na secção 2.3, aborda-se a influência dos desequilíbrios de tensão no motor e os efeitos dos conversores de eletrónica de potência no motor.

2.2. AVARIAS NOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

2.2.1. Introdução

Dado que os motores de indução são componentes vitais na indústria e que uma avaria nos mesmos pode alterar o seu desempenho, temperatura e vida útil, torna-se, assim, necessário o estudo dos tipos mais comuns de avarias que podem afetar os motores. Na Fig. 2.4, estão sintetizados, de forma genérica, as principais avarias nos motores de indução trifásicos, e como se pode observar, são diversas, podendo ser de natureza eléctrica ou mecânica [13]. O EPRI e o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) publicaram estudos na década de 1980 sobre as principais avarias que se verificavam nos motores. O Estudo do IEEE teve em conta uma amostragem de 1141 motores com uma potência acima dos 200 (HP), ao passo que no estudo do EPRI a amostragem foi de 6312 motores de potência acima dos 100 (HP). Apesar dos estudos não possuírem os mesmos critérios de base e apresentarem valores diferentes, é possível, ainda assim, verificar que ambos convergem, indicando que a maior percentagem de avarias está relacionada com as chumaceiras/rolamentos, seguida de avarias nos enrolamentos. Na Tabela 2.3, são apresentadas as percentagens das avarias consideradas nesses estudos [13, 59].

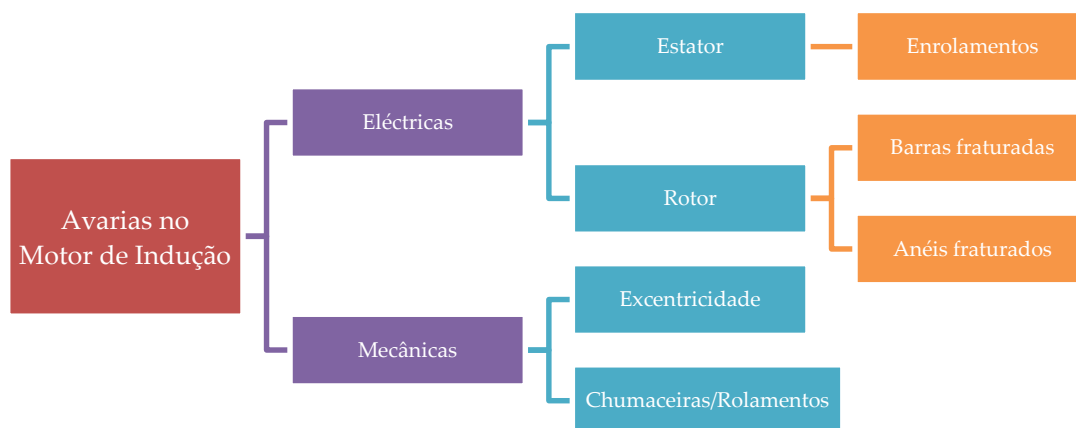


Fig. 2.4. Tipo de avarias nos motores.

Tabela 2.3 Percentagem de avarias nos principais componentes dos motores

Componentes Principais	%Avarias [IEEE-IAS]	%Avarias [EPRI]
Chumaceiras/rolamentos	44	41
Enrolamentos	26	36
Rotor	8	9
Outros	22	14

É conveniente frisar que o rotor do tipo bobinado é, normalmente, mais frágil comparativamente ao rotor do tipo gaiola de esquilo. Tendo o rotor bobinado enrolamentos, os esforços térmicos ganham uma maior atenção. Também, as vibrações, que podem ser causadas por desequilíbrios magnéticos, podem levar ao desgaste do isolamento por fricção. Note-se que os desequilíbrios magnéticos têm, normalmente, amplitudes maiores nas máquinas de rotor bobinado. Por outro lado, devido ao pó das escovas de carbono, poderá ocorrer um nível de poluição, que poderá ocasionar descargas para terra ou entre espiras na região das cabeças das bobinas [60, 61].

2.2.2. Excentricidade

O tópico de excentricidade nas máquinas de indução tem merecido a atenção dos investigadores por mais de cem anos. Ainda assim, o estudo deste fenómeno nestas máquinas continua a ser atualmente investigado, como se pode verificar na literatura [62, 63]. As avarias relativas à excentricidade podem ter origem nas chumaceiras, em deformações no veio, acoplamentos desalinhados, desgaste dos rolamentos, ovalização do núcleo do estator, ressonância mecânica, entre outros. No motor considera-se que um nível de excentricidade até 10% é admissível [59, 64-68].

A excentricidade pode ser classificada por três tipos básicos: estática, dinâmica ou mista. A excentricidade estática é caracterizada pelo centro de rotação (O_R) ser coincidente com o centro geométrico do rotor (O_r) e estes estarem deslocados relativamente ao centro geométrico do perímetro interno do estator (O_E). A excentricidade dinâmica é caracterizada pelo centro geométrico do rotor (O_r) se encontrar deslocado relativamente ao centro de rotação (O_R). Estes dois tipos de excentricidade tendem a coexistir, surgindo assim a excentricidade do tipo mista. Na Fig. 2.5, são ilustradas três condições de excentricidade [59, 69]. Como na presença de excentricidade o rotor não permanece centrado com o estator e a distribuição de

campo magnético no entreferro não é simétrica, surgem vibrações, ruídos e uma força de atração magnética desequilibrada (UMP) [65, 70, 71].

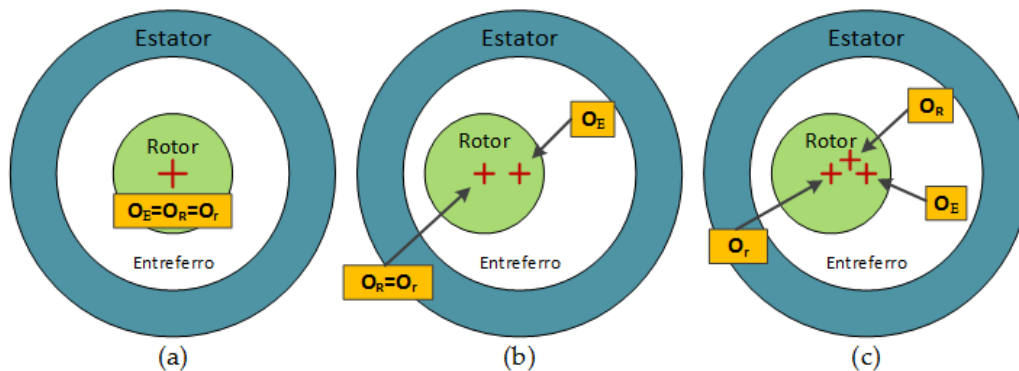


Fig. 2.5. Condições de Excentricidade: (a) excentricidade nula; (b) excentricidade estática; (c) excentricidade dinâmica.

Segundo a referência [72], na literatura os estudos sobre excentricidade no rotor podem ser divididos em três grupos: estudos sobre a detecção da avaria, estudos sobre as vibrações e estudos sobre a UMP. Refere, ainda, que, como seria de esperar, alguns estudos abrangem mais do que uma área. O primeiro grupo, com o maior número de artigos, é o que se dedica à monitorização, ao diagnóstico e à quantização deste tipo de avaria [64, 66-68, 73-105]. No segundo grupo, podem ser encontrados os artigos dedicados ao estudo das vibrações e do ruído nas máquinas de indução, associados à excentricidade [65, 73, 106-110]. Neste segundo grupo é comentado que a excentricidade leva ao aparecimento de ruídos e vibrações, sendo o estudo relativo ao fenómeno de vibração muito complicado, pois depende de vários fatores, tais como a amplitude da força eletromagnética, e a relação entre a frequência desta força e a frequência natural da estrutura. Com excentricidades com um valor de 10%, o impacto na vibração da carcaça do motor é pequeno. No entanto, a intensidade de ruído e as vibrações aumentam com o nível de excentricidade, podendo chegar a níveis considerados severos.

O terceiro grupo é o que contém o segundo maior número de artigos [10, 61, 63, 70-72, 111-118], apresentando estudos sobre a UMP. Este é um fenómeno que está presente quando a máquina trabalha com excentricidade. A possibilidade de determinar a UMP é muito importante para os fabricantes, já que o seu conhecimento permite melhorar o projeto mecânico e a classificação dos rolamentos, sendo, no entanto, uma grandeza difícil de determinar. O comportamento da UMP é determinado, sobretudo, pelas componentes

harmônicas do campo magnético, introduzidas pela excentricidade do rotor. Quando a máquina tem UMP, as forças produzidas tendem a desviar o rotor do centro geométrico do estator, o que pode levar a que o rotor encoste no estator. A UMP é mais crítica na fase de arranque do motor, pois a amplitude da força é maior, podendo fazer com que o rotor chegue a uma situação de bloqueio. A UMP tem duas componentes, uma com um termo fixo e outra com um termo oscilante, sendo que a componente fixa atua, predominantemente, ao longo da linha de menor entreferro. No caso de excentricidade estática, o vetor da força magnética tem a direção do menor entreferro, porém no caso de excentricidade dinâmica o vetor da força roda com o rotor, seguindo a zona de menor entreferro. A UMP aumenta, de forma proporcional, com o quadrado da tensão aplicada ao motor. No entanto, acima de um determinado valor de tensão, a UMP tem tendência a diminuir. Esta diminuição deve-se ao aumento do nível de fluxo no motor, o que leva à saturação do núcleo, nomeadamente nas ranhuras da máquina. Nesta situação, a relutância é fortemente aumentada na zona de menor entreferro, impondo, assim, uma redistribuição de fluxo, e, conseqüentemente, uma distribuição de campo mais equilibrada.

A UMP nas máquinas com rotor bobinado é maior do que nas máquinas com rotor de gaiola, se for considerado o mesmo estator. Com um rotor de gaiola é possível ter uma redução da UMP na ordem de 80% [112]. O tipo de ligação dos enrolamentos tem, igualmente, um papel importante na amplitude da UMP. A ligação dos enrolamentos em paralelo permite diminuir a UMP, face ao tipo de ligação em série, isto porque a ligação dos enrolamentos em paralelo permite uma redistribuição mais livre das correntes. Estas ligações podem ser implementadas tanto nos enrolamentos do estator, como nos enrolamentos do rotor.

Em geral, a UMP, além de levar a um aumento da excentricidade, que degrada o desempenho da máquina, causa ruído acústico, vibração e desgaste excessivo dos rolamentos, podendo, também, provocar fricção do rotor com o estator, sendo mais pernicioso para os casos em que a máquina arranca sucessivamente. Outra consequência que pode ocorrer é a flexão do rotor, o que levará a um aumento adicional de excentricidade. Em [63, 119] são apresentados estudos sobre a flexão do rotor em motores de indução com excentricidade, que relacionam a curvatura do veio com a UMP e a dilatação térmica. Nestes estudos, os autores enunciam que a combinação destes dois fenómenos contribui para uma diminuição do comprimento mínimo do entreferro, podendo contribuir, também, para o aparecimento de

uma força resultante axial, que pode ter origem na curvatura assimétrica do veio, isto é, a flecha da curvatura ser assimétrica em relação ao comprimento axial do núcleo.

No que respeita à apresentação e ao estudo da potência de perdas nas máquinas de indução com excentricidade, muito poucas referências foram encontradas [62, 120-122]. Os resultados obtidos nos artigos suprarreferidos permitiram observar que a variação de perdas devido à excentricidade é pequena. Também em relação a artigos que apresentam resultados sobre o rendimento do motor com excentricidade, existe uma lacuna na literatura. Na pesquisa realizada foram encontrados dois artigos do mesmo autor, muito semelhantes, retratando o mesmo caso [121, 122]. Os resultados, destes artigos, mostram uma redução muito pequena do rendimento do motor para os casos de excentricidade. Para os dois casos, com 50% de excentricidade estática e 50% de excentricidade dinâmica, a redução de rendimento foi inferior a 1%. Este estudo diz respeito a um motor com gaiola, alimentado por um conversor.

Estranhamente, apesar da temperatura no motor ser um aspeto de suma importância na sua vida útil, não foram encontrados estudos relativos ao comportamento termodinâmico global da máquina de indução, quando opera com excentricidade.

Outro aspeto importante, que condiciona a funcionalidade da máquina, é a vida útil dos rolamentos, sendo a sua substituição um procedimento normal durante o período total de utilização da máquina. Alguns dos artigos referenciam que o desequilíbrio de forças originadas pela excentricidade levam a um maior desgaste dos rolamentos, porém, não relacionam o aumento da UMP com a redução de vida útil de forma direta. Por outro lado, a maioria dos artigos encontrados na literatura, no que diz respeito a excentricidade nas máquinas de indução, realiza os seus estudos com uma máquina com gaiola de esquilo. Relativamente aos estudos sobre excentricidade nas máquinas de rotor bobinado, o número de referências é reduzido, apesar da sua importância e de deterem as UMP maiores.

É pertinente referenciar que muitos artigos fazem uso de modelos FEM nos seus estudos, como por exemplo [123], em que a análise da excentricidade é realizada integralmente com modelos FEM. Verificou-se que estes modelos são uma ferramenta bem aceite e considerada importante para análise da excentricidade nos motores.

2.2.3. Fraturas na gaiola do rotor

As avarias no rotor estão no conjunto das mais comuns no motor de indução, tendo por isso obtido uma relevante atenção por parte dos investigadores, e que se encontra refletida na literatura. A maior parte dos artigos encontrados sobre este tema são dedicados ao diagnóstico de avarias. Nestes estudos, apresentam-se vários métodos e modelos matemáticos que são utilizados para este fim, sendo que de todas as técnicas, as mais comumente estudadas e implementadas são baseadas na análise da corrente do motor (MCSA) [13, 100, 124-150]. Outros artigos incluem trabalhos em que se retratam as causas e as consequências desta avaria, sendo que alguns desses artigos serão comentados nesta secção.

O rotor de um motor de indução de gaiola é, normalmente, constituído por uma estrutura similar à ilustrada na Fig. 2.6. Esta estrutura é composta por barras de material condutor, anéis terminais que curto-circuitam as extremidades das barras, usualmente alumínio ou cobre, e um núcleo de material magnético. As avarias elétricas mais comuns num rotor de gaiola são as fraturas nas barras, principalmente na região junto aos anéis terminais. A origem destas avarias está mais dependente das técnicas de construção, do que propriamente dos tipos de materiais utilizados. Os tipos de causas de avarias no rotor são, de forma geral, de origem térmica, eletromagnética, ambiental, mecânica, residual, dinâmica, entre outras, e para a ocorrência deste tipo de avaria contribuem [34, 38, 59, 151-153]:

- A sobrelevação de temperatura devido a arranques diretos e consecutivos, em simultâneo com os esforços mecânicos durante o arranque, que podem apresentar grandes oscilações no binário. Note-se que, na fase de arranque, as correntes rotóricas são elevadas, até 10 vezes a corrente em regime nominal, num momento em que a refrigeração é reduzida;
- Regimes de sobrecarga;
- Oscilações do binário de carga;
- Defeitos de fabrico.

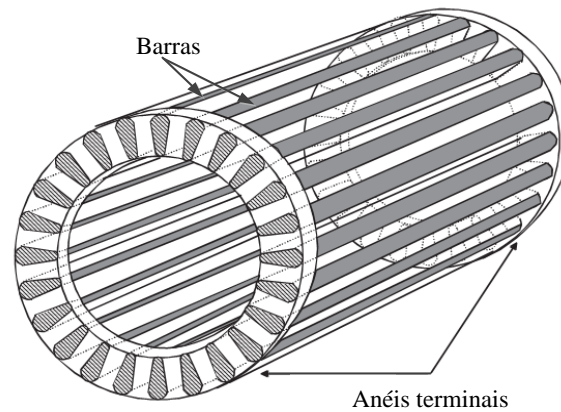


Fig. 2.6. Ilustração da gaiola de esquilo de um motor de indução trifásico.

Durante o funcionamento do motor com barras fraturadas pode ocorrer o seguinte processo de avalanche [59]:

- Sobreaquecimento na região próxima da fenda e conseqüente fratura;
- Arco elétrico atravessa fratura;
- Correntes das barras adjacentes mais elevadas, promovendo processos de fadiga maiores, que contribuem para novas fraturas;
- Barras fraturadas podem soltar-se devido às forças centrífugas, provocando novos danos no motor.

Os casos de um barra ou várias barras adjacentes fraturadas são os mais propensos de ocorrerem. No entanto, as fraturas de barras não adjacentes podem também acontecer, sendo estes casos mais prováveis de suceder em estruturas de gaiola com um baixo número de barras por polo. Neste caso, dependendo da posição relativa das barras fraturadas, o desempenho do motor pode ser diferente, por exemplo, quando duas barras estão fraturadas e afastadas de 90° elétricos, os efeitos da avaria são amenizados [137]. As barras ou anéis terminais, fraturados, podem levar a uma operação assimétrica do motor, originando correntes desequilibradas, binário pulsante e de menor amplitude, aumento das perdas, fraco desempenho de arranque e esforços térmicos maiores [38, 152-159]. Em [157] são retratadas as perdas do motor para diferentes números de barras adjacentes fraturadas. Os resultados mostram que, em linha com o aumento do número de barras danificadas, ocorre um aumento das potências de perdas por efeito Joule e de perdas no núcleo. Por outro lado, este estudo faz a comparação das perdas no motor, quando alimentado por uma rede de tensão sinusoidal, e por uma tensão fornecida por

um conversor de eletrônica de potência. Os resultados mostram que, para o mesmo número de componentes danificados na gaiola, o incremento de perdas é maior, quando o motor é alimentado por um conversor com controlo do tipo DTC. No estudo [158] são mostrados os resultados do rendimento do motor, revelando que ocorreu uma diminuição do valor deste parâmetro em linha com o aumento do número de barras adjacentes fraturadas. Em [159] é apresentado um estudo em que são apresentados apenas dois casos, motor em funcionamento normal e motor com três barras adjacentes fraturadas. Os resultados deste estudo mostram que, para o caso da gaiola danificada, ocorre a diminuição do binário eletromagnético e o aumento da temperatura no motor. Em [155], os resultados térmicos mostram que a temperatura no motor aumenta em conformidade com o número de barras fraturadas.

Existem, igualmente, estudos mais específicos, como por exemplo os seguintes três estudos [160], [161] e [162]. Em [160], foi estudado o efeito de barras fraturadas na distribuição do fluxo magnético no motor. Neste estudo, concluiu-se que as saturações locais no núcleo tendem a reduzir o efeito que as barras fraturadas têm nas correntes do estator, sendo que esta consequência aumenta com o aumento do valor da tensão. As conclusões deste artigo são úteis sobretudo no campo de diagnóstico, em que se pretende quantificar a avaria. Em [161] realizou-se um estudo sobre os esforços térmicos nas barras e segmentos da gaiola para o caso de funcionamento normal. Este estudo refere que existe uma distribuição de temperatura desigual nestes componentes e que conduz a uma distribuição de deformações, também desiguais, nestes componentes. Em [162], apresenta-se um estudo sobre as deformações das barras do rotor, resultantes de forças centrífugas e magnéticas, tendo-se verificado que é nas condições de rotor bloqueado e no arranque que as barras sofrem maiores tensões mecânicas.

Em vários estudos sobre barras fraturadas foram utilizados modelos FEM [120, 125, 131, 133, 141, 145, 146, 148, 149, 153-164], mostrando a grande credibilidade, por parte do meio académico, em relação à utilização destes modelos para o estudo deste tipo de avaria. Por exemplo, em [157], é apresentada uma comparação dos resultados das perdas no núcleo, baseada em resultados experimentais, pelo método de *Steinmetz*, pelo método de elementos finitos e pelo método proposto nesse artigo, que é uma melhoria do método de *Steinmetz*. O método de elementos finitos foi o que apresentou resultados mais próximos dos experimentais. A superioridade do método dos elementos finitos está patente nos resultados e nos comentários dos autores.

Quase todos estes estudos utilizam modelos FEM no domínio 2D. O único artigo encontrado, que utiliza um modelo 3D baseado em FEM para o estudo de barras fraturadas, foi publicado, recentemente, já no decurso desta tese [164]. O estudo contempla somente três casos: funcionamento normal, uma e duas barras adjacentes faturadas, não tendo em conta a localização da avaria na barra.

De modo geral, nesta revisão de literatura encontrou-se uma lacuna transversal da influência de barras fraturadas no comportamento geral do motor de indução. Considera-se, aqui, que é necessário apresentar e analisar, simultaneamente, os seguintes resultados: rendimento do motor, temperatura no motor, perdas no motor, binário eletromagnético e velocidade, e considerar os casos de barras adjacentes e não adjacentes. De todos os artigos analisados, não foi encontrado qualquer um que faça esta análise completa. Outro aspeto interessante é o da possibilidade de ter um modelo térmico que permita, também, o estudo da influência da posição axial da fratura, na distribuição das temperaturas no rotor. Esta análise não foi referenciada nos artigos analisados. Um outro facto constatado, na grande maioria dos artigos, é omissão do rendimento do motor nos casos estudados.

2.3. INFLUÊNCIA DA QUALIDADE DE ALIMENTAÇÃO NO MOTOR

A qualidade do sistema de alimentação do motor é um fator que condiciona muito o seu desempenho. Tanto o desequilíbrio do sistema de tensão, como a distorção das formas de onda de tensão, causam perdas adicionais que resultam no aumento de temperatura no motor. Outras consequências são: a redução do binário desenvolvido pelo motor e o aumento da taxa de fadiga dos seus materiais constituintes [165].

A este propósito, na secção 2.3.1, abordam-se as consequências de um sistema de tensão desequilibrado sobre o motor de indução e, na secção 2.3.2, discutem-se os efeitos neste motor, quando é utilizada como fonte de alimentação um conversor de eletrónica de potência.

2.3.1. Sistema de tensão desequilibrado

O desequilíbrio do sistema de tensão pode ter como causa, a título exemplificativo, a distribuição assimétrica de cargas pelas fases [166], a instalação, ou o mau funcionamento do

conversor que alimenta o motor. A aplicação de tensões de linha desiguais provoca, no motor, correntes desiguais. Um conjunto de tensões desequilibradas tem associada uma componente de sequência negativa, que leva à produção de um campo girante contrário ao sentido de rotação do rotor. Consequentemente, isto conduz a um aumento de corrente e de temperatura no motor, quando comparado com a utilização de um sistema equilibrado de tensões. Outras consequências inerentes ao desequilíbrio são: o aumento de perdas no ferro, a redução do rendimento e do binário e a ligeira redução da velocidade do motor. Em casos mais severos, o binário eletromagnético produzido pelo motor poderá não ser suficiente para acionar a carga [165, 167-173]. Estas consequências conduzem, claramente, à redução da vida útil do motor, podendo ser necessária a diminuição do binário de carga, a fim de evitar o seu sobreaquecimento, caso seja permissível no contexto do acionamento. Na Fig. 2.7, apresenta-se uma fotografia referente aos danos nos enrolamentos, atribuídos ao desequilíbrio das tensões de alimentação, disponibilizada pelo fabricante de motores WEG [174]. Nesta figura, pode observar-se uma parte dos enrolamentos estáticos queimados.

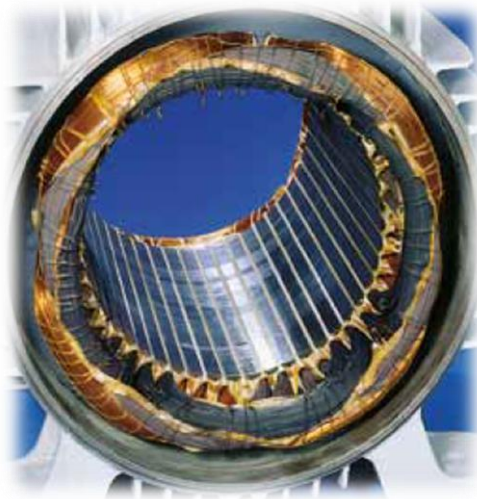


Fig. 2.7. Danos nos enrolamentos do estator atribuído ao desequilíbrio das tensões de alimentação do motor [174].

Existem duas definições gerais, comumente utilizadas, para determinar o desequilíbrio do sistema de tensões, a primeira é dada pela NEMA (*National Electrical Manufacturers Association*), definida pela equação (2.10) e a segunda é dada pela IEC, definida pela equação (2.11). Além destas duas, existe, também, a definição do IEEE, que é semelhante à da NEMA. Enquanto a definição do IEEE utiliza tensões de fase, a da NEMA utiliza tensões de linha

[168, 170]. Crê-se que a utilização da definição da NEMA está relacionada com álgebra mais simples de cálculo, e, portanto, é mais fácil de determinar o desequilíbrio. Contudo, a definição dada pela IEC fornece uma visão mais precisa do desequilíbrio das tensões [170], sendo, por isso, a escolhida e utilizada no decorrer desta tese.

Em [171] é apresentado um estudo relativo à vida útil de um motor de indução trifásico com gaiola de 3 kW, para condições de desequilíbrio das tensões de alimentação, utilizando as componentes simétricas, segundo a definição da IEC. Na Fig. 2.8, estão representados os resultados deste estudo, podendo observar-se que o aumento do desequilíbrio do sistema de tensões leva ao aumento da temperatura nos enrolamentos do estator (Fig. 2.8(a)) e, simultaneamente, à redução de vida útil do motor (Fig. 2.8(b)). A título ilustrativo, considere-se o *case 1* da Fig. 2.8, que corresponde ao motor com carga nominal. Como se pode observar, com o aumento do fator de desequilíbrio, aumenta a temperatura nos enrolamentos do estator, o que promove uma redução da vida útil do motor.

Para evitar o sobreaquecimento do motor, quando alimentado por tensões desequilibradas, é recomendável diminuir a potência mecânica (carga). A Fig. 2.9 apresenta uma curva relativa ao fator de redução da potência de saída (Y), em função do desequilíbrio das tensões (não percentual) (X), dada pela norma IEC60034-26 [167]. Como se pode verificar, aconselha-se a uma redução da potência, caso seja excedido 1% o fator de desequilíbrio. Por exemplo, para um desequilíbrio de 3%, a potência de saída deverá ser reduzida de 100% para 90%. A mesma norma aponta que não é aconselhável a operação do motor com desequilíbrios de tensão superiores a 5%.

$$\begin{aligned} \% \text{ Desequilíbrio de Tensão} = \\ \frac{\text{Desvio máximo de tensão em relação à tensão média}}{\text{Tensão média}} \cdot 100 \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} \% \text{ Fator de Desequilíbrio de Tensão} = \\ \frac{\text{Valor eficaz da componente de sequência negativa da tensão}}{\text{Valor eficaz da componente de sequência positiva da tensão}} \cdot 100 \end{aligned} \quad (2.11)$$

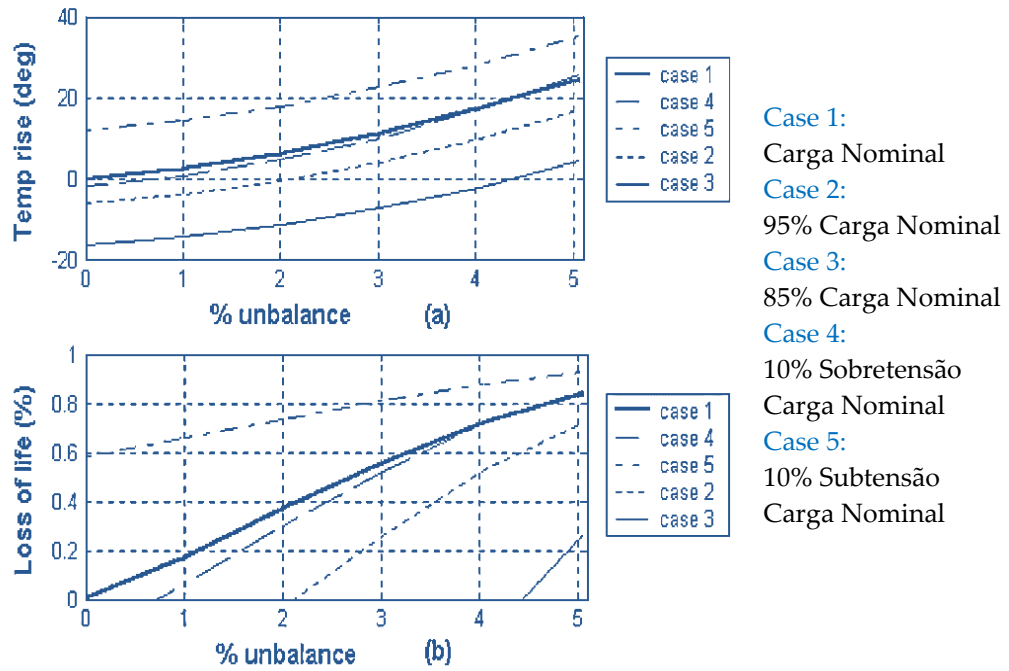


Fig. 2.8. Curvas do aumento da temperatura e redução da vida útil dos enrolamentos devido ao aumento de desequilíbrio das tensões de alimentação [171]: (a) aumento de temperatura nos enrolamentos; (b) diminuição da vida útil dos enrolamentos.

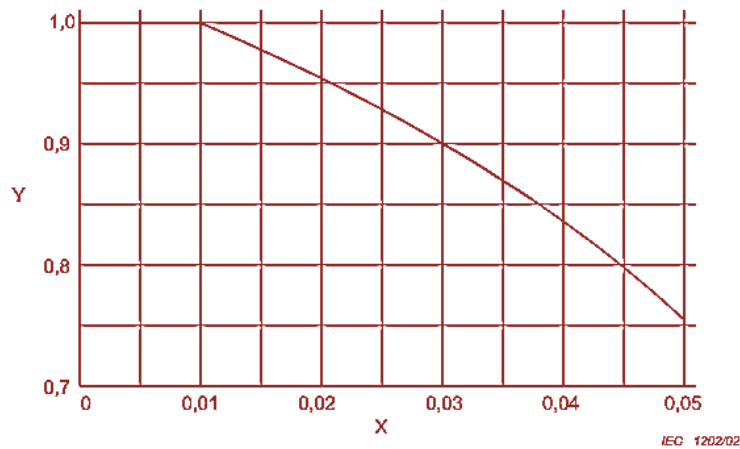


Fig. 2.9. Fator de redução da potência de saída (Y), em função do desequilíbrio das tensões (não percentual) (X), dado pela norma IEC60034-26.

2.3.2. Utilização de conversores

Como mencionado no capítulo anterior, a evolução no campo da eletrônica de potência veio permitir o desenvolvimento de conversores de eletrônica de potência, que vieram resolver, de forma sofisticada, dificuldades no controlo dos motores de indução. A velocidade, o binário e a posição são, atualmente, parâmetros dos motores, relativamente fáceis de

controlar, através destes conversores. Este avanço tecnológico veio trazer aumento de qualidade na produção industrial e redução do consumo de energia elétrica, tornando-se, assim, o método mais eficiente para o controle de motores de indução. Por outro lado, a utilização de conversores pode levar a uma redução do desgaste das partes constituintes dos motores, visto que permitem arranques e paragens mais suaves. Além destas vantagens, uma outra é a possibilidade de implementação de algoritmos de diagnóstico, permitindo detetar avarias nos motores. Em contrapartida, a utilização de conversores apresenta efeitos nefastos para os motores, alguns dos quais são descritos seguidamente [14-19, 175].

2.3.2.1. Degradação prematura do isolamento dos enrolamentos

Sempre que um motor é alimentado por um inversor fica sujeito a variações rápidas do valor instantâneo da tensão, o que pode criar sobretensões repetidas aos terminais do motor, originando, assim, esforços de tensão no isolamento dos enrolamentos. Alguns dos fatores que mais influenciam estas sobretensões são o tempo de subida do valor da tensão, a frequência e o comprimento do cabo de alimentação do motor. Cabos mais longos, frequências de comutação maiores e tempos de subida menores levam a uma maior degradação do sistema de isolamento.

A frente de onda que se origina nestas sobretensões afeta, sobretudo, as primeiras espiras da primeira bobina, podendo a primeira espira ficar sujeita a 85% do pico da tensão, sendo este pico amortecido nas espiras seguintes [19]. As diferenças de potenciais entre condutores próximos, originadas pelas sobretensões, conduzem ao aparecimento de descargas parciais. A continuidade destas descargas acelera a degradação do sistema de isolamento, levando à diminuição da sua espessura e à sua deterioração, ocasionando, por fim, a sua falha. Apresenta-se, na Fig. 2.10, uma fotografia referente aos danos nos enrolamentos, atribuídos aos picos de tensão da alimentação, disponibilizada pelo fabricante WEG [174]. Como se pode observar, na região mais escura, o isolamento dos enrolamentos está queimado, inviabilizando, assim, a sua função. No entanto, existem soluções que os fabricantes apresentam para mitigar estes problemas, a saber: motores com isolamento reforçado, com uma rigidez dielétrica maior, permitem a redução dos danos causados pelos picos da tensão. E, porque o valor dos picos de tensão depende muito do comprimento do cabo, quando se

utilizam cabos longos entre o conversor e o motor, é recomendada a utilização de soluções que recorrem a reatâncias de saída, filtros dV/dt e filtros sinusoidais [176, 177].



Fig. 2.10. Dano nos enrolamentos do estator atribuído aos picos de tensão da alimentação do motor [174].

2.3.2.2. Deterioração acelerada dos rolamentos

Um conversor de eletrónica de potência não consegue garantir um sistema idealmente equilibrado de tensões aos terminais do motor, dando, assim, origem a tensões de modo comum. Haverá, então, uma corrente que tende a seguir caminho elétrico constituído pelo veio do motor, rolamento e o mancal, até atingir a tampa do motor que se encontra ligada pela estrutura à terra. Com um potencial elétrico do rotor de maior valor relativamente ao da terra, pode ocorrer o rompimento do filme lubrificante do rolamento. Assim, podem suceder descargas elétricas que desgastam as esferas e pistas dos rolamentos, levando à redução da sua vida útil. Uma das soluções mais comuns para a mitigação deste problema é o isolamento dos mancais.

2.3.2.3. Aumento das perdas no motor resultante da utilização de conversores

Quando o motor é alimentado com um conversor de eletrónica de potência, este está sujeito aos efeitos das componentes harmónicas presentes na tensão. Estas componentes levam a um aumento de perdas no ferro e por efeito Joule no motor, e, conseqüentemente, a uma

perda do seu rendimento, comparativamente à situação em que o motor é alimentado por tensão puramente sinusoidal [58, 178-180].

Na norma IEC60034-17 [181], é apresentado um exemplo da distribuição de perdas de um motor de indução de gaiola, com uma carcaça 315 M. Neste exemplo, comparam-se as várias perdas existentes no motor, quando alimentado com uma tensão sinusoidal e com uma tensão imposta por um inversor fonte de tensão com uma frequência de comutação de 3 kHz (Fig. 2.11). As legendas das diferentes perdas indicadas na Fig. 2.11 são apresentadas na Tabela 2.4. Como se pode observar, na condição em que o motor é alimentado com a tensão PWM, as perdas em várias parcelas são maiores. Senão, vejamos: 12% de aumento nas perdas do ferro, conduziu a uma diminuição do rendimento do motor.

Outro exemplo pode ser encontrado na norma IEC60034-25 [182], para um motor de indução de 37 kW, 50 Hz e que se apresenta na Fig. 2.12. Nesta figura estão traçadas as curvas de perdas do motor em função da frequência fundamental, para os casos seguintes:

- A. Motor alimentado por conversor de 5.5 kHz à carga nominal;
- B. Motor alimentado por uma fonte sinusoidal de tensão à carga nominal;
- C. Motor alimentado por conversor de 5.5 kHz em vazio;
- D. Motor alimentado por uma fonte sinusoidal de tensão em vazio.

Como se pode observar, para as duas condições de carga, o motor tem perdas maiores para os casos em que é alimentado por um conversor de eletrónica de potência.

Não havendo filtros, o aumento de perdas, devido à utilização de conversores de dois níveis, encontra-se tipicamente na gama de 10% a 20% das perdas fundamentais (perdas no motor alimentado por um sistema de tensões sinusoidais), e portanto 1% a 2% da potência de saída nominal. No caso de se utilizarem conversores de três níveis, os valores serão mais baixos, tipicamente de 0.2% a 1% do valor da potência de saída nominal [182].

Tabela 2.4. Legendas das componentes de perdas da Fig. 2.11

Parcelas de perdas devido a frequência fundamental	Parcelas de perdas devido às componentes harmônicas
A - Perdas nos condutores do estator	F - Perdas nos condutores do estator
B - Perdas nos condutores do rotor	G - Perdas nos condutores do rotor
C - Perdas no ferro	H - Perdas no ferro
D - Perdas adicionais	I - Perdas adicionais
E - Perdas por fricção/atrito	Rendimento: Sinusoidal=95.3%, PWM=94.6%

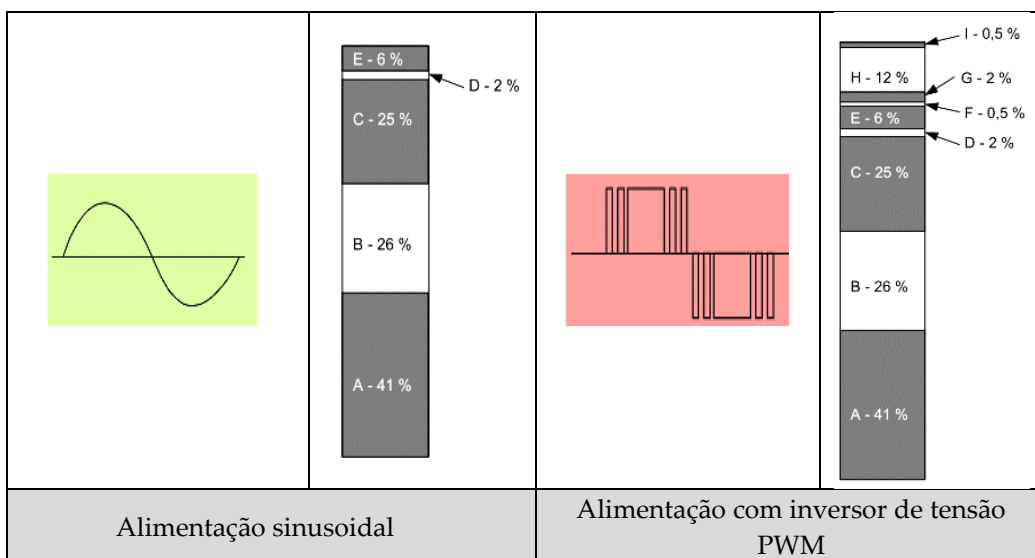


Fig. 2.11. Influência do tipo de alimentação nas perdas de um motor de indução de gaiola, com velocidade e binário nominais [181]. Legendas na Tabela 2.4.

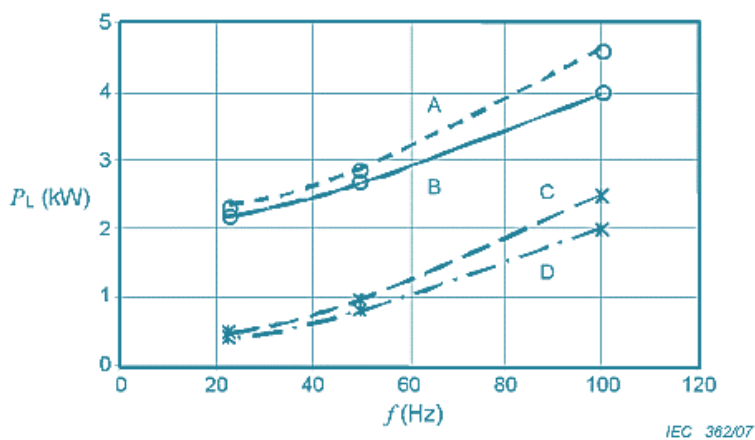


Fig. 2.12. Potência de perdas em função da frequência fundamental e do tipo de alimentação [182]: A- Carga nominal, PWM; B- Carga nominal, Sinusoidal; C- Em vazio, PWM, D- Em vazio, Sinusoidal.

2.3.2.4. Aumento de temperatura e influência no rendimento

Tal como se apresentou no ponto anterior, quando o motor é alimentado por um conversor de eletrônica de potência, apresenta maiores perdas e, conseqüentemente, um rendimento inferior, quando comparado com uma alimentação sinusoidal. Logo, estas perdas adicionais contribuirão para um aumento de temperatura no motor. Este efeito pode ser observado nos estudos em [183, 184]. Em alguns casos pode efetuar-se uma redução de binário do motor, garantindo, desta forma, que o motor opere dentro dos limites de temperatura previstos. Normalmente, o fator de redução do binário situa-se na gama de 0.8 a 1 pu do binário nominal [181].

2.3.2.5. Aumento do ruído

Segundo a norma IEC60034-25, os conversores modificam três variáveis que influenciam diretamente o ruído, designadamente:

- A velocidade do rotor que afeta os ruídos provenientes dos rolamentos e do sistema de ventilação;
- As componentes de frequência da tensão de alimentação, que influenciam fortemente o ruído magnético do núcleo do estator;
- As oscilações no binário, podendo ter uma amplitude e frequência que aumentem o ruído acústico e afetem, perniciosamente, todo o sistema mecânico acoplado ao motor.

2.3.3. Motor alimentado por um conversor tolerante a falhas

Além dos efeitos no motor, que decorrem da utilização de conversores convencionais, é, também, importante analisar as conseqüências no motor que advêm da utilização de conversores com tolerância a falhas.

Antes de mais, convém clarificar o que se entende por tolerância a falhas. Segundo *Dubrova* [185], a tolerância a falhas de um sistema está relacionada com a capacidade deste continuar a desempenhar a função para o qual foi concebido, mesmo se alguns dos seus componentes apresentarem falhas. Na tolerância a falhas são comuns as seguintes três etapas:

deteção e localização da falha, confinamento da falha (evita a propagação do dano) e recuperação do sistema. Como resultado deste processo, se a falha for prevista, o sistema pode recuperar a sua funcionalidade total, ou pode operar em *graceful degradation*, isto é, trabalhar com desempenho degradado.

Da pesquisa bibliográfica realizada, constatou-se que existe uma lacuna em relação ao estudo do desempenho e do comportamento térmico do motor de indução, quando alimentado por conversores de eletrónica de potência com tolerância a falhas. Os únicos artigos encontrados são relativos a conversores de dois níveis. Mendes *et al* em [186] apresenta resultados de um estudo sobre um motor de indução de 750W, 200V, alimentado por um conversor de dois níveis, quando em funcionamento normal e a operar com duas estratégias de reconfiguração diferentes, após uma avaria de circuito aberto num braço do conversor. Uma das estratégias de reconfiguração foi a *Stator Neutral Point Connection* (SNPC) e a outra *Stator Phase Connection* (SPC). O tipo de controlo utilizado nesse estudo foi o controlo por orientação de campo rotórico (RFOC) e o controlo direto de binário (DTC). Neste estudo verificou-se que qualquer que tenha sido o tipo de controlo ou o tipo de reconfiguração, para modo reconfigurado do conversor, o rendimento do motor foi mais baixo. Ademais, os autores verificaram que das duas estratégias de reconfiguração, a SPC é a que permitiu o motor operar com um rendimento maior. Mais tarde, Mendes *et al*, publicaram outros dois estudos, em que comprovaram a influência da reconfiguração SPC no comportamento térmico do motor de indução de 4 kW, 50 Hz, classe F.

No primeiro estudo foi utilizado o controlo do tipo RFOC [187] e no segundo estudo foi utilizada a estratégia de controlo DTC [188]. Para ambos os tipos de controlo, DTC e RFOC, o binário máximo considerado foi de 25% do binário nominal e uma frequência fundamental máxima de 20 Hz. Isto significa que os ensaios foram realizados com o motor a funcionar com um valor de potência de saída inferior a 11% da sua potência nominal. Em ambos os estudos, para o modo reconfigurado, ocorreu um aumento de temperatura, embora ligeiro, o que, segundo os autores, não é o suficiente para obrigar a utilizar um sistema de isolamento térmico de uma classe superior.

2.4. CONVERSORES MULTINÍVEL

2.4.1. Introdução

A utilização dos conversores multinível tem vantagens relativamente aos conversores de dois níveis e a sua aplicação tem vindo a aumentar nos últimos anos. Tradicionalmente, estes conversores eram utilizados em aplicações de média tensão e alta potência. Contudo, atualmente, são também implementados em sistemas de baixa potência, motivados pela exigência, nos processos industriais, de atingir maiores níveis de produção e maior rendimento. Atualmente, são comercializados na sua forma padrão e personalizada, atendendo a um largo leque de aplicações. Algumas das aplicações destes conversores são a tração elétrica, os sistemas HVDC (*High-Voltage Direct Current*), a energia solar fotovoltaica, a energia eólica, a indústria automóvel, os filtros ativos, entre outras [28, 189-191].

O conceito de conversor multinível foi introduzido a partir de 1975. O termo começou a ser utilizado com o conversor de três níveis, e, subsequentemente, várias topologias de conversores multinível foram desenvolvidas [25].

Os conversores multinível são constituídos por um conjunto de condensadores, que disponibilizam diferentes níveis de tensão, múltiplos do barramento de corrente contínua que alimenta o conversor. Ademais, incorporam um conjunto de semicondutores que permitem colocar à saída do conversor diferentes níveis de tensão, dependendo do vetor de comando dos interruptores controlados. Na Fig. 2.13, são apresentados os esquemas que pretendem simular um braço de um conversor que proporciona na saída diferentes níveis de tensão: (a) 2 níveis, (b) 3 níveis e (c) n níveis.

Quando comparado com o conversor de dois níveis, conversor multinível apresenta alguns benefícios quer a operar como retificador, quer como inversor. No caso de um conversor do tipo retificador, este apresenta, por exemplo, como vantagem, a absorção de uma corrente com baixa distorção. No caso do conversor do tipo inversor, devido ao maior número de níveis, a forma de onda da tensão de saída é mais próxima de uma onda sinusoidal, sendo assim mais reduzida a THD (*Total Harmonic Distortion*) da tensão. Em situação ideal, um inversor multinível com um número infinito de níveis possui uma distorção harmónica nula. Por outro lado, as tensões nos interruptores ativos são menores. Em contrapartida, de forma

geral, os conversores multinível tem como desvantagens, comparativamente aos conversores de dois níveis, o preço de aquisição mais elevado e, normalmente, um sistema de controlo mais complexo.

Um motor de indução, alimentado através de um conversor multinível, beneficiará com a melhoria da qualidade de alimentação, já que terá perdas menores, devido à redução da distorção harmónica, evitando assim o aumento de temperatura. Outra vantagem dos inversores multinível é a produção de uma tensão de modo comum baixa, sendo desta forma menores as possíveis correntes que atravessarão os rolamentos [23-27, 190].

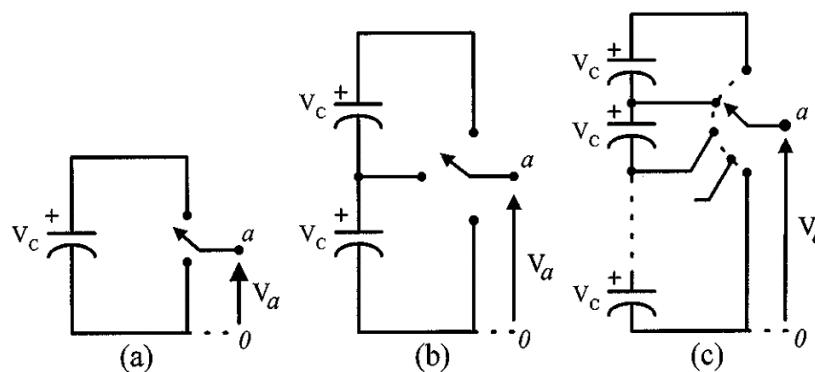


Fig. 2.13. Conceito de conversor multinível: (a) 2 níveis; (b) 3 níveis ; (c) n níveis. [190].

No que respeita à comparação de resultados do rendimento e da temperatura de motores alimentados por conversores multinível e por conversores de dois níveis, existe uma lacuna na literatura. Em [192, 193], os autores apresentam um estudo comparativo, entre um conversor de dois níveis e um conversor de três níveis de 3.7 kW, 400 V, ambos comerciais, do mesmo fabricante. Como carga, nestes ensaios, foi utilizado um motor de indução trifásico de 3 kW, 4 polos, 400V, 50 Hz. Na Fig. 2.14, apresenta-se um gráfico deste estudo, que permite verificar o aumento relativo de temperatura nos enrolamentos do estator em função do nível de carga, para ambos os conversores. Como se pode observar, para o caso em que o motor foi alimentado com o conversor de três níveis, a temperatura foi menor. Implicitamente, esta tendência do aumento da temperatura está relacionada com o valor das perdas no motor. Assim, indiretamente conclui-se que, quando o motor foi alimentado pelo conversor de dois níveis, teve perdas maiores, do que quando foi alimentado pelo conversor de três níveis. Outro estudo, [24], apresenta resultados das perdas devido às componentes harmónicas num motor de indução de 7.5 kW, alimentando por um conversor de dois níveis e por um conversor de

três níveis NPC. Os resultados obtidos mostram que o motor teve menores perdas quando foi utilizado o conversor de três níveis. Num trabalho recente [194], foi estudado o efeito da alimentação realizada por um inversor multinível nas perdas dos núcleos das máquinas elétricas. Os autores do estudo concluíram que, aumentando o número de níveis de tensão, as perdas no ferro diminuem e, acima de dois níveis, as perdas no ferro tornam-se quase independentes da frequência de comutação.

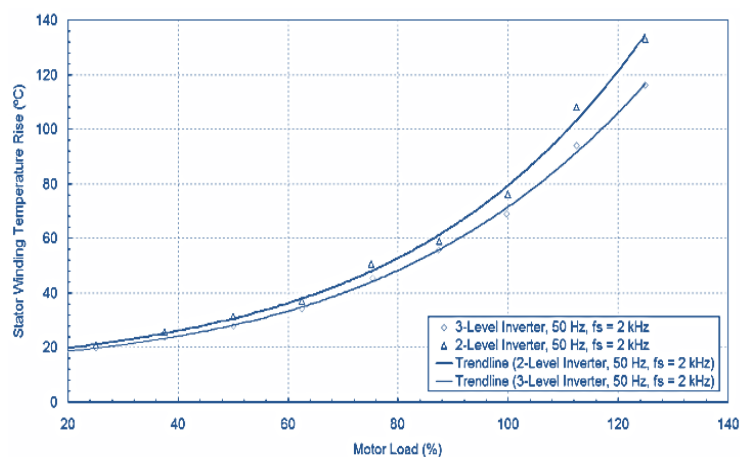


Fig. 2.14. Aumento de temperatura nos enrolamentos do estator em função da carga [193].

2.4.2. Topologias de conversores multinível

Durante os últimos anos, foram desenvolvidas várias topologias de conversores multinível. As três principais estruturas referidas na literatura estão representadas na Fig. 2.15 e são [25, 28]: conversores de ponte H em cascata com fontes DC isoladas, conversores com fixação do ponto neutro (NPC) e conversores de condensadores flutuantes. Neste tipo de conversores de eletrônica de potência, os IGBTs são os interruptores semicondutores predominantes. Das várias topologias de conversores multinível, o conversor do tipo NPC de três níveis é uma das mais utilizadas [195], tendo sido a utilizada no âmbito desta tese.

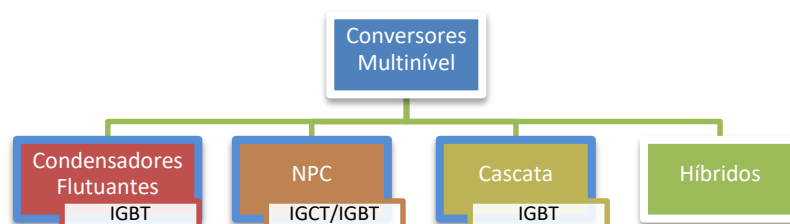


Fig. 2.15. Principais topologias de conversores multinível.

2.4.3. Conversor com fixação do ponto neutro (NPC)

O conversor NPC foi introduzido por Nabae, Takahashi e Akagi em 1981 [25, 196]. Na Fig. 2.16, apresenta-se a topologia de um conversor NPC, capaz de gerar três níveis de tensão em cada fase. Como se pode visualizar, cada braço é composto por quatro interruptores ativos, estando cada um deles ligado em antiparalelo com um diodo, dois diodos de fixação (por braço) e dois condensadores.

O conversor NPC apresenta algumas vantagens, tais como o número menor de condensadores, quando comparado com o conversor de condensadores flutuantes. Apesar do conversor NPC necessitar de diodos adicionais, estes são de menor preço em relação aos condensadores. Esta topologia tem, ainda, a mais-valia de todas as fases do conversor partilharem um barramento DC comum. Em contrapartida, esta topologia tem um número elevado de diodos de fixação, aumentando de forma quadrática com o aumento do número de níveis. Além do mais, também poderá ocorrer o desvio do ponto neutro [25, 197]. O aprofundamento teórico deste conversor realiza-se na secção 4.2.

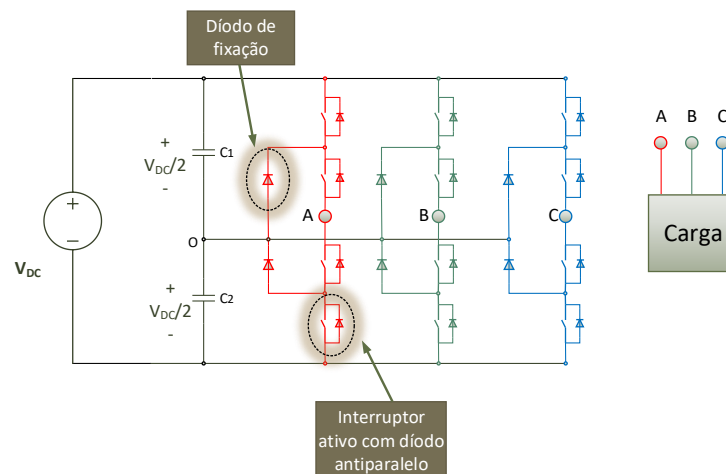


Fig. 2.16. Conversor NPC de três níveis.

2.4.4. Conversores NPC com tolerância a falhas

Primeiramente, deve salientar-se que os conversores do tipo multinível contêm um maior número de semicondutores, face aos conversores de dois níveis, e, deste modo, normalmente a sua probabilidade de falha é maior. Dado isto, a implementação de sistemas com tolerância a falhas, que evitem a falha total do sistema, torna-se duplamente importante

em conversores multinível. Estes sistemas permitem tanto recuperar a confiabilidade face aos conversores de dois níveis, como possibilitar a continuidade do serviço em caso de falha no conversor [198]. Uma das avarias mais comuns nos conversores de eletrónica de potência está relacionada com o funcionamento incorreto dos interruptores semicondutores, podendo estes ficar numa situação permanente de curto-circuito ou de circuito aberto² [199-201]. Todavia, no âmbito desta tese, dar-se-á ênfase e será unicamente considerada a avaria do tipo de circuito aberto.

Vários autores têm proposto diversas estratégias para implementar tolerância a falhas em conversores, que incluem uma combinação de mecanismos de redundância³ de *hardware* e de *software*. Mais especificamente para o conversor NPC, estas soluções podem ser divididas em dois grandes grupos: soluções baseadas em conversores trifásicos de três braços e soluções baseadas em conversores trifásicos de quatro braços [20]. A primeira solução é a mais simples, contudo, normalmente, apresenta limitações de desempenho, isto é, em caso de falha, o conversor pode vir a operar em *graceful degradation*, ou seja, vir a trabalhar com uma menor capacidade de potência para acionar o motor. A segunda solução recorre à redundância física de braços no conversor. Quando ocorre uma falha num braço do conversor, este é substituído por um quarto braço, e, assim, o desempenho do conversor a operar com uma falha interna é igual ao caso de funcionamento normal.

Segundo o levantamento de estratégias de tolerância, baseadas em três braços para avaria de circuito aberto no IGBT, realizado em [20], as estratégias têm um procedimento de reconfiguração de *hardware* em comum: a ligação do braço com o IGBT avariado ao ponto médio do barramento DC do conversor (ponto neutro). Este procedimento, permite que não seja necessário o sobredimensionamento dos semicondutores para suportar tensões maiores. Por outro lado, faz com que o índice de modulação seja reduzido, o que resulta numa tensão e potência menores à saída, resultando na operação limitada do conversor, ou seja em *graceful degradation* [20, 21].

² O IGBT é um tipo de interruptor amplamente utilizado em conversores de eletrónica de potência, em que as avarias do tipo curto-circuito podem ter como causa a tensão errada na porta, um distúrbio dV/dt ou um falha intrínseca causada por esforços térmicos ou elétricos. Por seu turno, as avarias do tipo circuito aberto podem ter como causa o levantamento dos terminais do transistor devido aos ciclos térmicos, corrente elevada no coletor e falha do *driver*.

³ Neste contexto, entenda-se redundância como mecanismos funcionais que seriam desnecessários num ambiente livre de falhas.

Para implementar a estratégia tolerante a falhas, baseada num conversor de três braços, vários estudos na literatura apoiam-se num tipo de redundância de *software*, que inclui o deslocamento de fase de 60° dos fasores da tensão [20]. Este conceito foi publicado no início na década de 1980 [20, 202] e, também, é utilizado no âmbito da tolerância a falhas para conversores de dois níveis, como por exemplo no estudo da referência [186].

Para exemplificar este conceito, considerem-se os diagramas fasoriais do sistema de tensões na Fig. 2.17. À esquerda, na figura, pode observar-se um sistema de tensões simples equilibrado, constituído pelos fasores v_{a0} , v_{b0} , v_{c0} , representados a verde, correspondentes ao sistema de equações (2.12). Tenha-se em conta, igualmente, que o sistema representa uma fonte trifásica ligada em estrela com o ponto neutro flutuante.

Caso seja adicionado um fasor U_{za} a v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} , com a mesma amplitude de v_{a0} , mas em oposição de fase, não haverá alterações nas correntes que fluem no sistema, representando a adição de uma componente homopolar. A adição de U_{za} dará lugar a um novo sistema trifásico, com o ponto neutro deslocado em relação ao primeiro sistema, e constituído pelos novos fasores v_{A0} , v_{B0} e v_{C0} (representados a vermelho), sendo que v_{A0} é nulo. Os fasores v_{B0} e v_{C0} estão desfasados de um ângulo de 60° e correspondem ao sistema de equações (2.13). Note-se que estes fasores têm uma amplitude $\sqrt{3}$ maior do que os correspondentes a (2.12). Agora, com v_{B0} e v_{C0} , pode obter-se um sistema de tensões de linha equilibrado, representado a azul no lado direito da Fig. 2.17, correspondendo ao sistema de equações (2.14). Este exemplo é ilustrativo para o caso de uma avaria na fase “a” do conversor, em que a tensão de polo para esta fase é nula. Caso a avaria ocorra, por exemplo na fase “b”, U_z tomaria a mesma amplitude e oposição de fase de v_{B0} . Para o motor, este novo sistema resultará, idealmente, numa força magneto motriz com somente componente direta [198].

Tanto as reconfigurações de *hardware*, como de *software*, foram implementadas no conversor NPC utilizado no âmbito desta tese.

No que respeita ao funcionamento do conversor com tolerância a falhas, torna-se importante avaliar a sua capacidade de fornecimento de energia à carga, quando em modo pós-falha (reconfigurado). Em [22], foi proposto o fator *FPRF* (*Fault Power Rating Factor*), calculado pela equação (2.15). Este fator pretende avaliar a potência total (kVA), que pode ser

fornecida pelo conversor, durante a operação em modo reconfigurado, comparativamente à potência total (kVA), que o conversor pode fornecer em situação de funcionamento normal.

Com aplicação da reconfiguração de *hardware*, na qual se liga o braço avariado ao ponto médio do barramento DC, perdem-se alguns estados de comutação neste braço do conversor. Neste caso, é impossível sintetizar alguns vetores de tensão, com a mesma amplitude máxima à saída, o que conduz a que o FPRF seja inferior a 1. Para garantir um FPRF igual à unidade, pode duplicar-se a tensão do barramento DC, o que permite sintetizar, novamente, vetores de tensão com maior amplitude. Tal procedimento permitirá ao conversor disponibilizar uma tensão aos terminais do motor, para acionar o nível de carga em modo reconfigurado, igual ao que aciona em funcionamento normal.

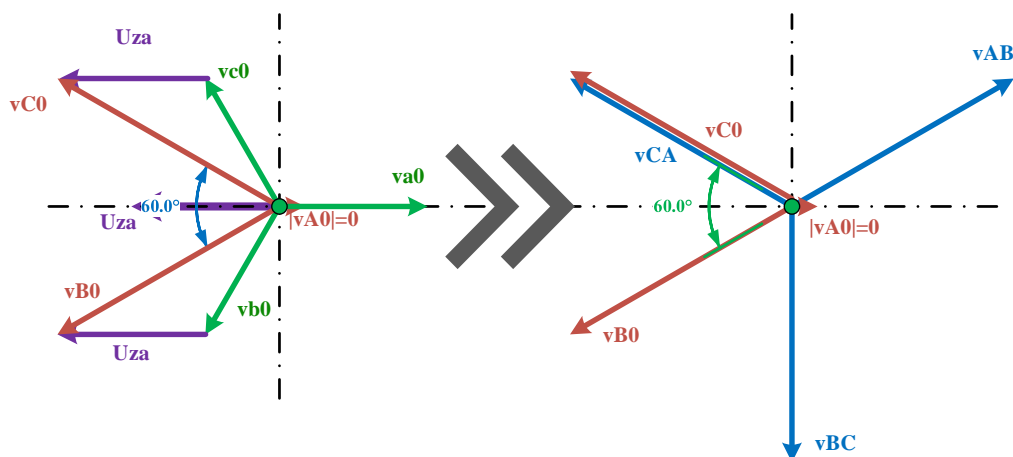


Fig. 2.17. Diagrama fasorial das tensões de alimentação do motor utilizando a técnica de deslocamento de fase de 60°, para o caso da tensão de polo $v_{a0}=0$.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{a0} = \frac{V_{\max.}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega t) \\ v_{b0} = \frac{V_{\max.}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_{c0} = \frac{V_{\max.}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega t + 120^\circ) \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Normal

$$\begin{cases} v_{A0} = 0 \\ v_{B0} = V_{\max.} \cdot \sin(\omega t - 150^\circ) \\ v_{C0} = V_{\max.} \cdot \sin(\omega t + 150^\circ) \end{cases} \quad (2.13)$$

Após reconfiguração

$$\begin{cases} v_{AB} = V_{\max.} \cdot \sin(\omega t + 30^\circ) \\ v_{BC} = V_{\max.} \cdot \sin(\omega t - 90^\circ) \\ v_{CA} = V_{\max.} \cdot \sin(\omega t + 150^\circ) \end{cases} \quad (2.14)$$

Aos terminais da carga

$$FPRF = \frac{\text{Potência aparente máxima de saída (kVA) em avaria}}{\text{Potência aparente máxima de saída (kVA) em funcionamento normal}} \quad (2.15)$$

3. SIMULAÇÃO BASEADA NO MÉTODO DOS ELEMENTOS FINITOS (FEM)

Nos estudos apresentados nesta tese, foram extensivamente utilizados modelos de elementos finitos. Dada a complexidade e as particularidades inerentes à aplicação de FEM, abordam-se neste capítulo alguns dos pontos principais sobre estes modelos e a sua aplicação específica nos estudos efetuados. Assim, na secção 3.1, realiza-se uma breve introdução ao método dos elementos finitos, apresentam-se as principais etapas do desenvolvimento dos modelos e a sua utilização em cada um dos estudos. Nas secções 3.2, 3.3 e 3.4 abordam-se as simulações referentes as aplicações magnética (e sua validação) e térmica, respetivamente. Na secção 3.5, discute-se a modelização da excentricidade e, por fim, na secção 3.6 discute-se a modelização de barras fraturadas na gaiola.

3.1. INTRODUÇÃO

O método dos elementos finitos, aliado aos recursos computacionais cada vez mais poderosos dos últimos anos, resultaram no aparecimento de pacotes de *software*, que se tornaram ferramentas de simulação de excelência em vários campos da engenharia. Estas ferramentas permitem a simulação, com resultados de alta precisão, de fenómenos de natureza eletromagnética, mecânica, térmica, entre outros. No passado, a conceção de muitos produtos

novos com geometria complexa implicava a construção de protótipos reais, muitos deles dispendiosos e de construção, por vezes, demorada. A utilização de FEM veio permitir a construção de novos produtos ou a otimização dos já existentes, de forma muito menos dispendiosa e, habitualmente, mais rápida. Na área das máquinas elétricas é uma ferramenta muito utilizada, permitindo simulações com resultados de grande precisão e a obtenção de grandezas físicas, difíceis de adquirir com outros métodos de simulação ou em máquinas reais. A distribuição de zonas de saturação magnética de um motor de indução é um bom exemplo da capacidade dos modelos FEM. Outro exemplo é a conceção ou otimização de métodos de diagnóstico em máquinas elétricas, sem que para isso seja necessário recorrer a máquinas reais de teste, numa primeira fase. Dos vários programas informáticos de elementos finitos existentes no mercado foi utilizado o pacote *Flux* da empresa *CEDRAT*. Este pacote inclui várias aplicações, permitindo estudar diversos cenários, de uma gama alargada de dispositivos, e é quer utilizado por um vasto conjunto de empresas, quer implementado com sucesso na educação e investigação [203, 204].

Em geral, a análise de um dispositivo eletromagnético através do método dos elementos finitos pode ser dividida em três partes principais, a saber: pré-processamento, processamento e pós-processamento [205, 206]. Na Fig. 3.1, apresenta-se um fluxograma que resume as etapas principais da análise por FEM, etapas essas seguidas nesta tese. Nas subsequentes secções abordam-se os principais aspetos deste procedimento.

As aplicações FEM, do pacote de *software* utilizado, podem ser divididas em três grandes grupos: aplicações elétricas, magnéticas e térmicas. Cada uma destas aplicações pode ser subdividida em função do estado do campo, sendo a aplicação designada por estática ou transitória (com dependência temporal). Além disso, dentro dos grupos das aplicações elétricas e magnéticas, também fazem parte do pacote de *software* as aplicações *regime permanente AC*.

A aplicação *magnética transitória* permite o estudo do fenómeno criado por um campo magnético variável e está relacionado com correntes variáveis e/ou imanes permanentes em movimento, sendo possível obter variáveis elétricas, magnéticas e mecânicas do motor. Por outro lado, com a aplicação *térmica transitória* é viável o estudo do fenómeno termodinâmico, desde um estado inicial até um estado de equilíbrio, o que permite observar a temperatura e a

sua evolução temporal nas diversas partes do motor. Por fim, as aplicações *regime permanente AC* permitem o estudo de dispositivos onde a evolução temporal das fontes do campo seja sinusoidal.

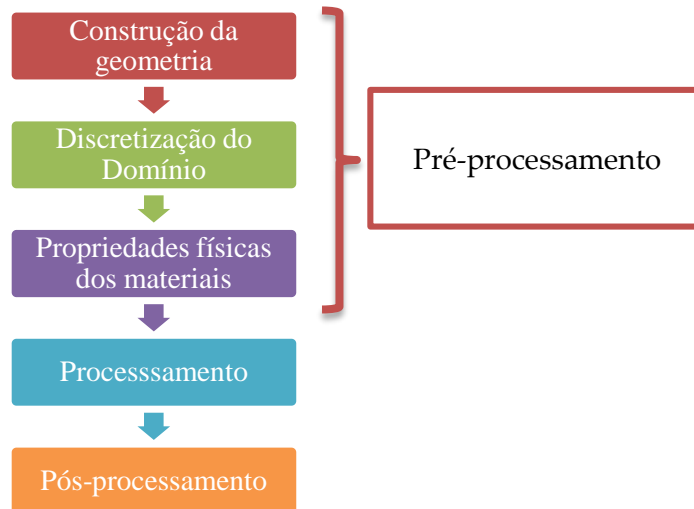


Fig. 3.1. Etapas principais de um estudo com o método dos elementos finitos.

Nos estudos apresentados nesta tese foram utilizadas três aplicações, designadamente a *magnética transitória*, a *magnética regime permanente AC* e a *térmica transitória (2D e 3D)*. A utilização destas aplicações responderam aos seguintes objetivos:

- No capítulo 4, sobre o conversor multinível com tolerância falhas: os modelos FEM foram utilizados para obter-se as perdas nos núcleos ferromagnéticos dos motores e para obtenção de resultados eletromagnéticos, térmicos e mecânicos para pontos de operação extrapolados, e para se comparar o desempenho dos motores IE2 e IE3;
- No capítulo 5, sobre o estudo de excentricidade na WRIM: as simulações FEM foram utilizadas para complementar os resultados obtidos nos ensaios experimentais, nomeadamente para observar a densidade de fluxo magnético no núcleo do motor, para extrapolação de pontos de funcionamento e para a determinação da UMP;
- No capítulo 6, sobre o estudo de barras fraturadas e um anel fraturado no motor de indução: os modelos FEM foram utilizados para obter grandezas eletromagnéticas, mecânicas, elétricas e térmicas.

3.2. SIMULAÇÃO NA APLICAÇÃO MAGNÉTICA

Para estudar os fenômenos eletromagnéticos e mecânicos dos motores foram construídos três modelos na aplicação *magnética transitória*, um para cada um dos motores, dois do fabricante WEG e um do fabricante AEG. Além disso, para os motores da WEG foram desenvolvidos modelos na aplicação *magnética regime permanente AC*.

De seguida, discutem-se as principais etapas da simulação dos modelos na aplicação *magnética transitória*, isto é, o pré-processamento, o processamento e o pós-processamento, bem como a validação dos modelos. Ademais, tecem-se considerações sobre a extrapolação do modelo desenvolvido na aplicação *magnética transitória* para aplicação *magnética regime permanente AC*.

3.2.1. Pré-Processamento

É nesta etapa que se define e prepara o modelo a ser processado. Para definir o problema é necessário conhecer diversos dados, entre os quais, dados geométricos do domínio, materiais utilizados, dados do circuito elétrico e dados relativos à cinemática. Para o caso dos motores IE2 e IE3 da WEG, os dados referentes aos materiais, à sua geometria e às ligações elétricas foram fornecidos pelo fabricante. No caso do motor da AEG, não foi possível o acesso aos dados do projeto, pelo que a máquina foi desmontada no laboratório e através de inspeção visual, alguns cálculos básicos e ensaios económicos, deduziu-se um modelo que é aproximado à máquina real. Os dados destas máquinas encontram-se apresentados na secção A do Apêndice.

3.2.1.1. Construção da geometria e discretização do domínio

A construção da geometria é o primeiro passo importante na construção do modelo, devendo ser o mais fiel possível ao dispositivo a modelizar. A construção da geometria dos motores IE2 e IE3 da WEG seguiu estritamente o desenho fornecido pelo fabricante, e a da máquina AEG, seguiu um desenho elaborado com base em medições realizadas no laboratório.

Normalmente, quando há planos de simetria em dispositivos eletromagnéticos, é possível limitar o domínio de estudo a uma fração menor do dispositivo, o que reduz o tamanho do problema e diminui o tempo computacional da simulação. Contudo, como se pretendeu realizar estudos de avarias nos motores que causam o comportamento eletromagnético assimétrico da máquina, não é possível proceder-se à redução do domínio, pelo que foram construídas as geometrias completas dos motores para todos os estudos.

Após a construção da geometria, segue-se a discretização do domínio (geração da malha), que é um processo chave no FEM e necessário para que o problema seja processado. O domínio é dividido em elementos finitos, e para se obter resultados precisos é necessário um número elevado de elementos, o que, no entanto, aumenta o tempo de processamento. Nesta função, custo (tempo processamento) vs. benefício (precisão de resultados), é necessária alguma sensibilidade para escolher as regiões que requerem um maior número de elementos, de modo a permitir uma simulação rápida e com resultados precisos. No caso das máquinas elétricas rotativas é importante que a malha do entreferro seja de muito alta qualidade [207]. Para os modelos construídos dos motores, a qualidade da malha foi verificada por uma rotina interna da aplicação FEM, que tem como um dos seus critérios a comparação da similitude de cada elemento com um elemento triângulo equilátero ou um quadrado⁴. Para todos os modelos a qualidade indicada foi superior a 95%. Na Fig. 3.2, apresentam-se os modelos geométricos 2D com a malha de discretização dos motores da WEG e da AEG, (a) e (b), respetivamente. Nesta figura é possível observar uma malha densa que cobre todo o domínio, sendo mais intensa na área do entreferro.

Num modelo 2D não é possível simular as indutâncias de fugas das cabeças das bobinas dos enrolamentos do estator e os segmentos dos anéis da gaiola, pelo que estes parâmetros foram emulados mediante o acoplamento com o circuito elétrico, que se discute na secção 3.2.1.4.

Por uma questão de redução acentuada de tempo de processamento e atendendo aos recursos computacionais disponíveis⁵, foram utilizados, unicamente, modelos 2D na aplicação

⁴ Nos modelos 3D a comparação da similitude, de cada elemento da malha, é realizada com um tetraedro regular ou um cubo.

⁵ Considere-se como referência o computador utilizado nas simulações, no ano de 2016, que inclui um processador i7-6700K (8M Cache, 4.20 GHz) e uma memória de 64 GB (DDR4).

magnética transitória. No entanto, para o estudo do comportamento térmico dos motores, foram, também, construídos e utilizados modelos 3D térmicos.

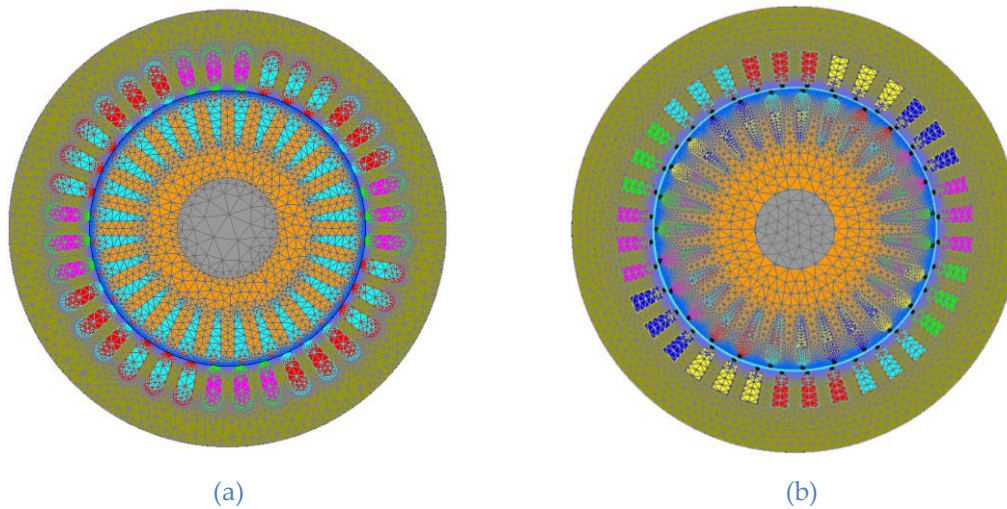


Fig. 3.2. Modelo geométrico 2D com malha de discretização: (a) motor WEG; (b) motor AEG.

3.2.1.2. Propriedades dos materiais

A análise de dispositivos eletromagnéticos requer o conhecimento das propriedades dos materiais que constituem o dispositivo. Além das equações de Maxwell que são o principal suporte da teoria do eletromagnetismo, as equações constitutivas, caracterizadoras do material, são muito importantes. Em (3.1) e (3.2) apresentam-se as relações utilizadas nesta aplicação e que modelizam os meios condutor e o magnético, respetivamente. Nestas equações, J é a densidade de corrente elétrica ($A.m^{-2}$), B a densidade de fluxo magnético (T) e H o campo magnético ($A.m^{-1}$), sendo σ e μ as características do meio, condutividade ($S.m^{-1}$) e permeabilidade ($H.m^{-1}$), respetivamente. Destas duas características, deve prestar-se especial atenção à magnética, dada a inerente não linearidade do material ferromagnético dos motores, e porque a saturação magnética é um fenómeno de grande importância a ter em consideração na modelização da máquina. Na Fig. 3.3, apresentam-se curvas de histerese de um material ferromagnético genérico, podendo haver um número infinito de relações entre B e H , sendo, por isso, um fenómeno muito difícil de modelizar e que o *software* não contempla de forma completa. Não obstante, a aplicação permite utilizar uma curva de magnetização normalizada, usualmente fornecida pelos fabricantes. Esta curva é uma boa aproximação quando se utilizam materiais macios, pois tem ciclos de histerese estreitos. A curva normalizada permite obter

uma relação unívoca de B-H, pois a cada valor de B corresponde um valor de H e vice-versa [206, 207]. As propriedades dos materiais utilizados nos modelos encontram-se na secção A do Apêndice.

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (3.1)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.2)$$

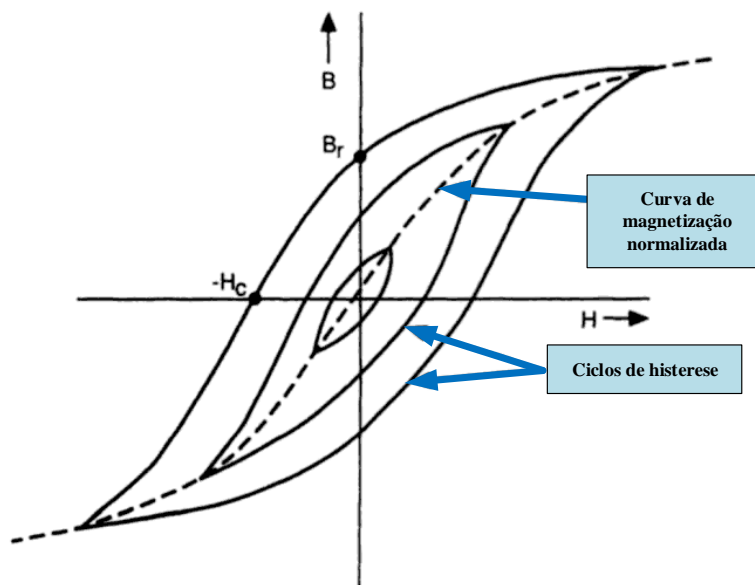


Fig. 3.3. Curvas B-H de um material ferromagnético genérico.

3.2.1.3. Condições de fronteira

Para se obter uma solução única para o problema, devem ser especificadas as condições de fronteira do domínio em estudo. Como a relutância do ar é muito superior à do núcleo do estator, considerou-se a simplificação que o fluxo magnético não atravessa a fronteira externa do estator. Logo, esta simplificação permite impor a condição de fronteira de *Dirichlet* homogénea na linha externa do estator, com o vetor potencial nulo, tendo como característica o facto das linhas de fluxo serem paralelas à linha de fronteira [35, 207, 208].

3.2.1.4. Acoplamento com os circuitos elétricos e cinemático

Para impor a fonte de alimentação da máquina e emular variáveis que não podem ser representadas num domínio 2D FEM, tais como a indutância de fugas das cabeças das bobinas e as resistências dos segmentos dos anéis da gaiola, é necessário efetuar o acoplamento do circuito magnético da máquina com circuitos elétricos. Por outro lado, para emular a carga é necessário definir certos parâmetros, tais como a inércia e o binário de carga. Na Fig. 3.4, apresenta-se o sistema geral da aplicação *magnética transitória* dos modelos construídos. Este sistema divide-se em quatro subsistemas, um interno e três externos. O subsistema interno é designado na figura por “Domínio FEM”, enquanto os três subsistemas externos são designados por “Circuito elétrico do estator”, “Circuito elétrico do rotor” e “Carga mecânica”. Na Fig. 3.4, estão, ainda, assinaladas por setas as trocas de energia elétrica ($W_{elect.}$) e de energia mecânica ($W_{mec.}$) entre os vários subsistemas.

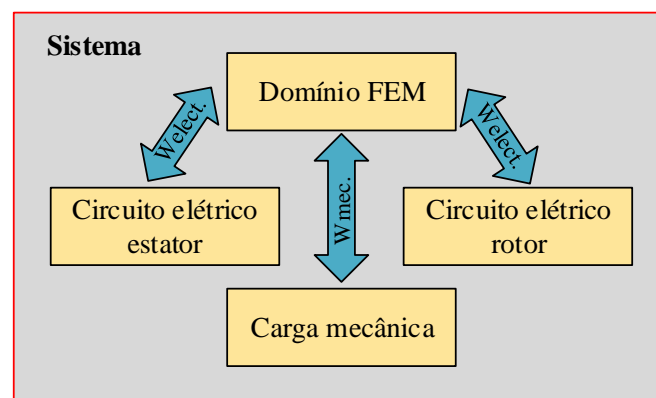


Fig. 3.4. Sistema geral da aplicação *magnética transitória*.

O acoplamento do circuito elétrico ao domínio FEM é realizado através de dois componentes, o componente multifilar e o componente do tipo sólido [206]. O componente do tipo multifilar é representado na Fig. 3.5(a) e é modelizado pela equação (3.3), em que R_{Total} é a resistência da bobina/condutor (Ω), λ_c o fluxo magnético abraçado pelos condutores (encadeado) (Wb), i a corrente que circula em cada espira da bobina (A) e u a tensão nos terminais da bobina (V). Como o diâmetro de cada condutor é inferior à profundidade pelicular, a densidade de corrente é considerada uniforme em toda a secção. Este componente foi utilizado para modelizar as bobinas. Por seu turno, o componente do tipo sólido, representado na Fig. 3.5(b), é, também, modelizado pela equação (3.3). Este componente

permite simular uma distribuição não uniforme da densidade de corrente na sua secção, tal como o efeito pelicular. Este componente foi utilizado para modelizar as barras do rotor.

A título de exemplo, apresenta-se na Fig. 3.6 a ilustração de um circuito elétrico de um estator do motor, ligado em estrela. Este circuito contempla a fonte trifásica (VA, VB, VC), as indutâncias de fugas das cabeças das bobinas e os elementos do tipo multifilar para realizar o acoplamento ao domínio FEM, representado pelo par de elementos a cor azul para cada fase do motor. Um dos elementos representa a bobina no lado de ida da corrente e o outro representa o lado contrário, lado de volta.

A incorporação dos condutores do tipo sólido no circuito elétrico do rotor é realizada de forma idêntica, como se verá posteriormente. Porém, como as barras têm uma natureza funcional diferente de uma bobina, já que são percorridas por correntes induzidas, será utilizado somente um componente do tipo sólido para cada barra, todos com a mesma orientação, por uma questão do sinal de medida.

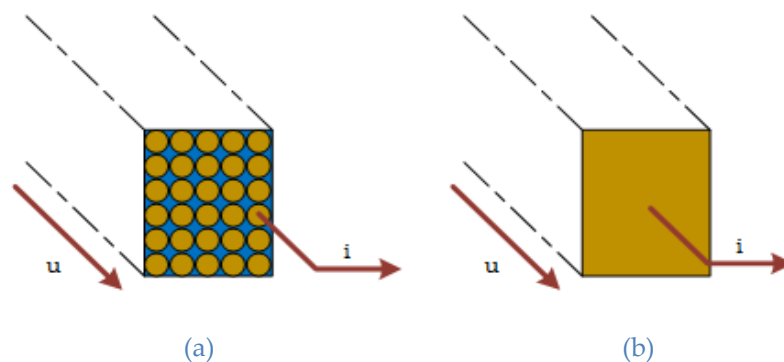


Fig. 3.5. Elementos de acoplamento do circuito elétrico ao domínio FEM: (a) componente do tipo multifilar; (b) componente do tipo sólido.

$$u(t) = R_{Total} i(t) + \frac{d\lambda_C}{dt} \quad (3.3)$$

Na Fig. 3.7, apresenta-se o circuito elétrico do estator, para os estudos de excentricidade e de fraturas na gaiola, para os motores AEG e WEG, respetivamente. Ao circuito elétrico do estator dos motores (ligado em triângulo) é ligada uma fonte trifásica de tensão, constituída por três fontes de tensão sinusoidal, VA, VB e VC, cada uma com um valor eficaz de $\frac{380/400}{\sqrt{3}}V$

(AEG/WEG). Este circuito também inclui os componentes do tipo multifilar das bobinas e das indutâncias de fugas das suas cabeças.

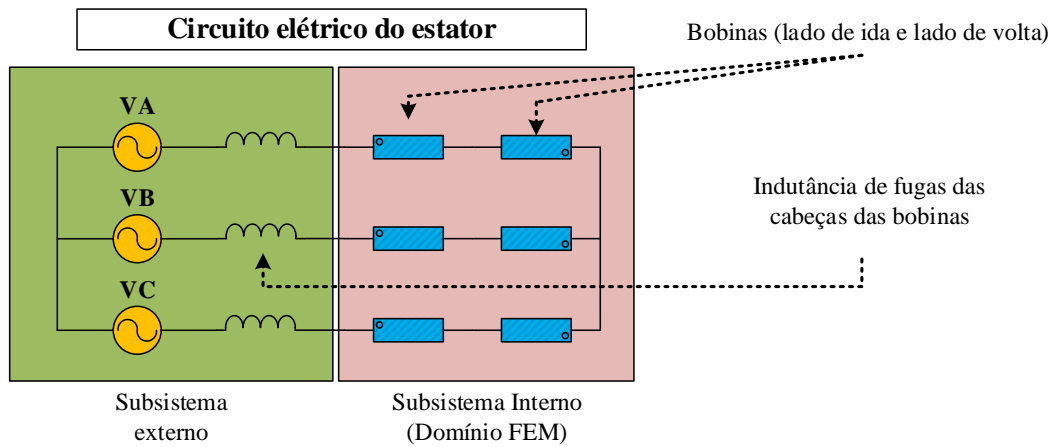


Fig. 3.6. Ilustração do circuito elétrico do estator, com a representação dos subsistemas interno e externo.

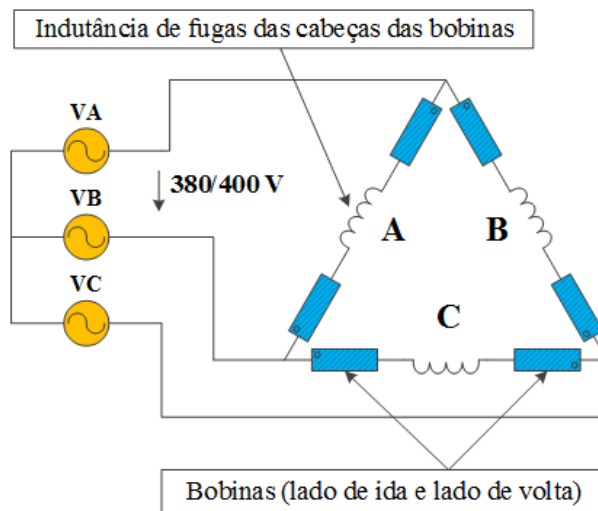


Fig. 3.7. Circuito elétrico do estator, acoplado ao domínio FEM.

A título exemplificativo, as fontes de tensão para o motor WEG, na aplicação *magnética transitória*, para o estudo de barras fraturadas, foram definidas pelo sistema de equações (3.4), no qual t é o tempo (s).

$$\begin{aligned}
 V_A &= \sqrt{2} \cdot \frac{400}{\sqrt{3}} \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t + \frac{\pi}{2}) \\
 V_B &= \sqrt{2} \cdot \frac{400}{\sqrt{3}} \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t - \frac{\pi}{6}) \\
 V_C &= \sqrt{2} \cdot \frac{400}{\sqrt{3}} \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t + \frac{7\pi}{6})
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Nas Figs. 3.8 e 3.9, apresentam-se as ilustrações dos circuitos elétricos do rotor dos motores WEG e AEG, respetivamente, em que L.A representa o lado de ataque e L.V. o lado do ventilador. Os motores da WEG possuem um rotor em gaiola de esquilo e o seu circuito equivalente inclui os componentes do tipo sólido, as indutâncias de fugas e os segmentos dos anéis do rotor, modelizados por uma resistência em série com uma indutância (de fugas). O motor AEG possui um rotor do tipo bobinado ligado em estrela, tendo o seu circuito os componentes do tipo multifilar das bobinas (do lado de ida e do lado de volta), as indutâncias de fugas e a resistência equivalente do conjunto das escovas com a caixa de ligações.

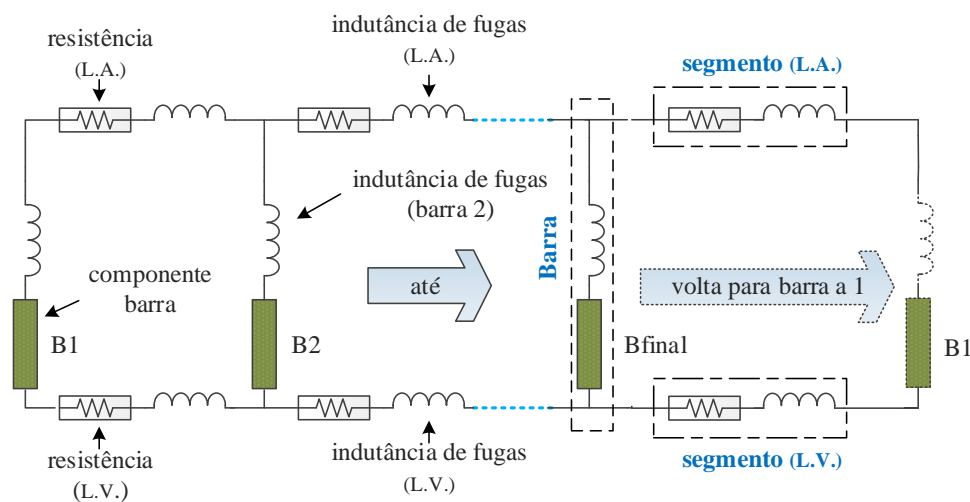


Fig. 3.8. Circuito elétrico do rotor de gaiola, acoplado ao domínio do FEM.

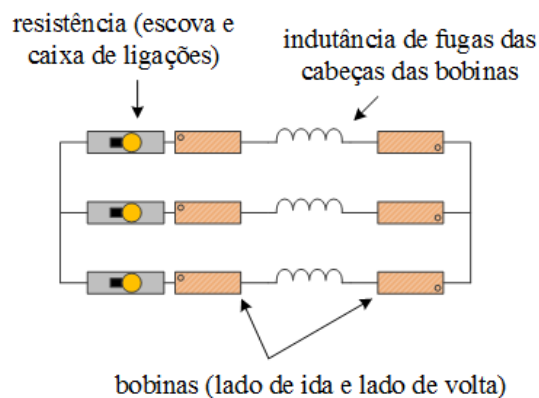


Fig. 3.9. Circuito elétrico do rotor bobinado, acoplado ao domínio do FEM.

No que diz respeito ao acoplamento mecânico, isto é, a ligação do motor à carga, este está assente na segunda lei de Newton para a rotação, representada pela equação (3.5) e inclui as características dos binários resistentes internos (fricção e ventilação), externos

(carga mecânica) e a inércia. Nesta equação, J_{in} é o momento de inércia ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$), θ a posição angular do rotor (rad mec.), τ_{em} o binário eletromagnético (N.m) e τ_r o binário resistente (N.m). Este tipo de acoplamento é do tipo fraco, sendo as equações do campo magnético e da cinemática processadas sucessivamente a cada passo de integração. O binário resistente interno e a inércia foram estimados através de ensaios às máquinas.

$$J_{in} \frac{\partial^2 \theta}{\partial t^2} = \tau_{em} - \tau_r \quad (3.5)$$

3.2.1.5. Acoplamento com o Simulink

No âmbito da simulação do acionamento, com o inversor NPC tolerante a falhas (Capítulo 4), utilizou-se o acoplamento *Simulink-Flux*. A simulação com este tipo de acoplamento exige vários passos preparatórios, designadamente a preparação do modelo *Simulink*, a preparação do modelo *Flux* e a harmonização das variáveis de entrada e saída para o acoplamento. Na Fig. 3.10, apresenta-se o modelo *Simulink* com o acoplamento ao *Flux*. Ao bloco do modelo FEM é fornecida a informação dos pulsos de comando IGBTs e o binário resistente. Por sua vez, este bloco retorna as tensões, as correntes, o binário eletromagnético e a velocidade, que são variáveis importantes para o controlador. Os braços do inversor estão incorporados no subsistema externo do circuito elétrico do estator, no bloco FEM, tal como é apresentado na Fig. 3.11.

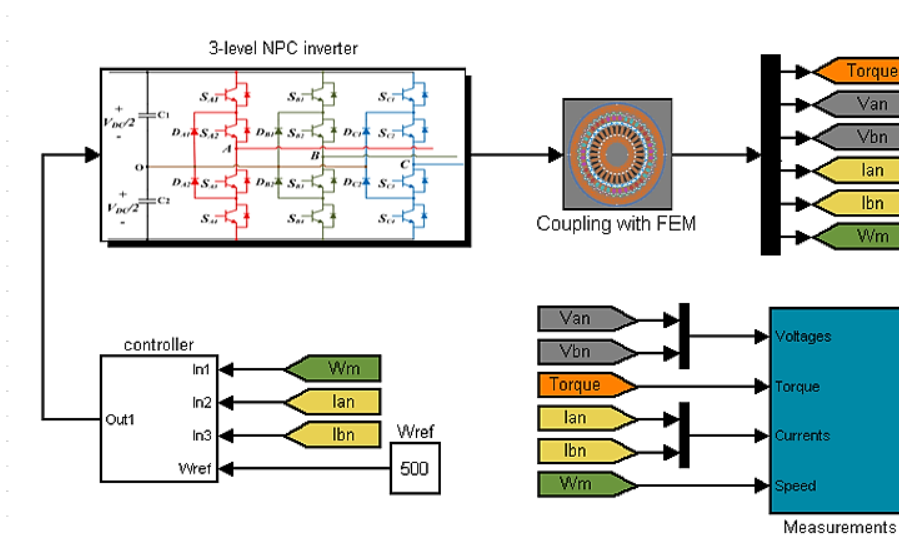


Fig. 3.10. Diagrama geral do *Simulink* com o acoplamento ao modelo FEM.

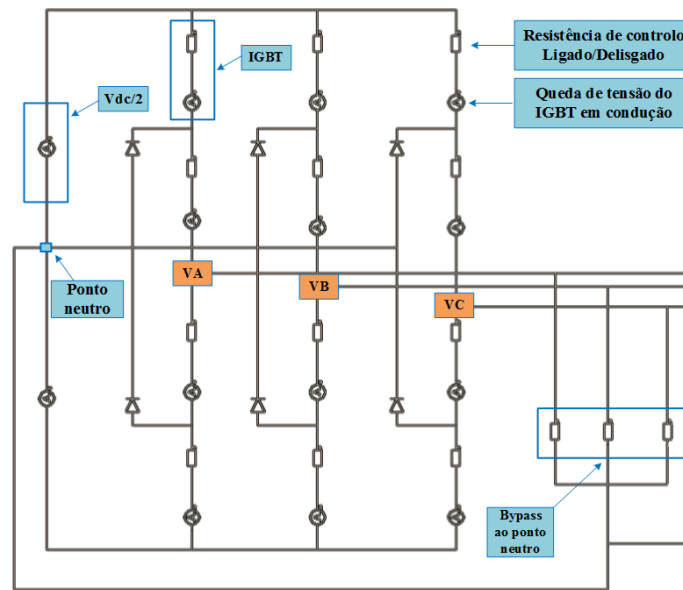


Fig. 3.11 Esquema do circuito elétrico do inversor (subsistema externo do modelo FEM).

Cada IGBT é modelizado através de uma resistência em série com uma fonte de tensão. A resistência emula o estado do IGBT (ligado ou desligado), recebendo um valor muito alto (se o interruptor está desligado, $10^6 \Omega$) ou muito baixo (se o interruptor está ligado, $10^{-10} \Omega$). No circuito elétrico, encontram-se, igualmente, as fontes $V_{dc}/2$, emulando o barramento DC e as resistências de *bypass* para o caso de reconfiguração pós-avaria que, dependendo do estado, recebem o mesmo valor de resistência indicado anteriormente para o caso do IGBT.

3.2.2. Processamento

O *solver*⁶ da aplicação *magnética transitória* utiliza as equações constitutivas da matéria e as equações de Maxwell. Devido à baixa frequência dos fenómenos eletromagnéticos no problema, as correntes de deslocamento são desprezadas, o que simplifica a equação de Maxwell-Ampere, sendo assim considerada a forma do regime quase-estático das equações. Para resolver as equações matemáticas do motor, é utilizado o modelo baseado no vetor potencial magnético [206, 209]. A equação processada pelo *solver* é dada por (3.6), em que \vec{A} é o vetor potencial (Wb.m^{-1}), v a relutividade (m.H^{-1}), σ a condutividade (S.m^{-1}) e V o potencial escalar elétrico (V).

⁶ Neste contexto, *solver* é um termo genérico que indica o componente do *software* que processa o problema matemático.

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma \nabla V = 0 \quad (3.6)$$

Para as simulações dos estudos sobre excentricidade e barras fraturadas foi utilizado um passo de integração de $1e-4$ s, enquanto para as simulações relativas ao estudo dos motores alimentados pelo conversor NPC foi utilizado um passo de integração de $35e-6$ s.

3.2.3. Pós-processamento

O pós-processamento na aplicação magnética é muito importante, pois é nesta etapa que se obtêm os resultados de variáveis elétricas, magnéticas, mecânicas, e as fontes de calor (perdas por efeito Joule e magnéticas) utilizadas no modelo térmico. Nas seguintes secções apresentam-se as fórmulas para o cálculo das perdas, da força magnética e do binário eletromagnético do motor.

3.2.3.1. Cálculo de perdas

As perdas na máquina de indução definem o seu rendimento e, como referido no capítulo 2, ocorrem nos enrolamentos e na gaiola do rotor por efeito Joule, no núcleo magnético, por fricção nos rolamentos e por ventilação, tendo este conjunto de perdas sido contemplado nas simulações.

As perdas mecânicas (fricção e ventilação) foram previamente obtidas através de ensaios experimentais, realizados para cada máquina, utilizando as equações do método descrito na secção 2.1.3 e, posteriormente, contempladas no binário resistente do modelo. As perdas totais por efeito Joule foram determinadas para o estator e para o rotor, sendo expressas por (3.7), em que $I_{s,rms,n}$ e $R_{s,n}$ são o valor eficaz da corrente (A) e a resistência (Ω) do enrolamento n do estator, respetivamente. As variáveis $I_{r,rms,m}$ e $R_{r,m}$ correspondem ao valor eficaz da corrente e à resistência do elemento condutor elétrico m do rotor, respetivamente.

Os valores instantâneos das perdas no núcleo magnético $dP(t)$ foram calculados utilizando a formulação de Bertotti [56] através da equação (3.8). A correspondente potência média é calculada pela equação (3.9). Nestas equações, T é o intervalo de tempo (s), k_h o

coeficiente de perdas por histerese, k_e o coeficiente de perdas em excesso, k_f o coeficiente de empacotamento, B_m o valor de pico da densidade de fluxo magnético (T), σ a condutividade ($S.m^{-1}$), f a frequência (Hz) e d_e a espessura da chapa magnética (m).

$$P_{TJ} = \sum_{n=1}^{N_s} I_{s,rms,n}^2 R_{s,n} + \sum_{m=1}^{N_r} I_{r,rms,m}^2 R_{r,m} \quad (3.7)$$

$$dP(t) = \left[k_h B_m^2 f + \sigma \frac{d_e^2}{12} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^2 + k_e \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\frac{3}{2}} \right] k_f \quad (3.8)$$

$$dP_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T dP(t) dt \quad (3.9)$$

3.2.3.2. Cálculos da força e do binário

Podem ser utilizados vários métodos para determinar a força magnética (e binário eletromagnético), entre os quais estão os métodos mais comumente utilizados baseados na força de Lorentz, no tensor de Maxwell e no trabalho virtual. O *software* processa a força magnética (e binário eletromagnético) com base no método do trabalho virtual. Os cálculos da força e do binário estão expressos pelas equações (3.10) e (3.11), respetivamente, em que F_m é a força magnética (N), W_{mag} a energia magnética (J), ∂l o deslocamento linear no mesmo sentido da força, τ_{em} o binário eletromagnético (N.m) e $\partial \theta$ o deslocamento angular (rad mec.).

$$F_m = \frac{\delta W_{mag.}}{\delta l} \quad (3.10)$$

$$\tau_{em} = \frac{\delta W_{mag.}}{\delta \theta} \quad (3.11)$$

3.2.4. Considerações sobre a aplicação magnética regime permanente AC

Nesta secção apresentam-se as principais diferenças a ter em consideração na aplicação *magnética regime permanente AC*, comparativamente à aplicação *magnética transitória*.

A aplicação *magnética regime permanente AC* permite a simulação de dispositivos com uma fonte geradora de campo magnético, em regime permanente sinusoidal. Relativamente à equação utilizada no processamento na aplicação *magnética transitória* (3.6), sofre uma alteração, o operador diferencial $\frac{\partial}{\partial t}$ é substituído por $j\omega$, e a nova equação toma a forma de (3.12), em que ω é a velocidade angular da fonte (rad.s^{-1}). Portanto, esta aplicação permite o estudo do problema no domínio da frequência.

Uma vantagem da utilização desta aplicação, é o tempo de processamento necessário para simular o regime permanente de um motor, alimentado através de um sistema de tensão trifásico sinusoidal, que é muito inferior, comparativamente ao tempo necessário caso seja utilizada a aplicação *magnética transitória*.

$$\nabla \times (\nu \nabla \times \vec{A}) + \sigma (j\omega) \vec{A} + \sigma \nabla V = 0 \quad (3.12)$$

Diferentemente da definição das fontes de tensão na aplicação *magnética transitória*, através do sistema de equações (3.4), a definição das fontes tensão na aplicação *magnética regime permanente AC* é realizada através do conceito de fasor, sendo definidos o valor eficaz e a fase para cada uma das fontes. Neste caso, a representação do sistema (3.4) é definida na aplicação *magnética regime permanente AC* pelo sistema (3.13), sendo configurada, em separado, a frequência escolhida para a simulação, neste exemplo com o valor de 50 Hz.

$$\begin{aligned} V_A &= \frac{400}{\sqrt{3}} \angle 90^\circ \\ V_B &= \frac{400}{\sqrt{3}} \angle -30^\circ \\ V_C &= \frac{400}{\sqrt{3}} \angle 210^\circ \end{aligned} \quad (3.13)$$

3.3. VALIDAÇÃO DOS MODELOS MAGNÉTICOS

Após a construção dos modelos é importante simular as condições nominais dos motores e confrontar os resultados obtidos desta forma com os resultados experimentais. Este procedimento permite verificar a necessidade de algum ajuste no modelo e, assim, contribuir para a sua validação final. A validação foi realizada mediante os resultados obtidos pela aplicação *magnética transitória*. Os resultados de simulação na aplicação *magnética regime permanente AC* não são apresentados nesta secção, pois o modelo utilizado nesta aplicação foi importado da aplicação *magnética transitória*, sendo, portanto, o mesmo modelo base, em ambas as aplicações.

Para todas as figuras desta secção 3.3, (a) refere-se aos resultados experimentais e (b) aos resultados de simulação. Nas Figs. 3.12 e 3.13 estão representadas as tensões de linha para os motores WEG IE3 e AEG, respetivamente, em condições nominais. Como se pode observar, os resultados de simulação e experimentais são muito semelhantes. No entanto, nas formas de onda das tensões experimentais, verifica-se a presença das componentes harmónicas de 5ª e 7ª ordem, existentes na rede elétrica, como se pode verificar nos espectros na Fig. 3.14, relativos à tensão de alimentação do motor AEG. Note-se que apenas é representado o espectro normalizado relativo à tensão do motor AEG, porque, para ambos os motores, a fonte primária de alimentação é a mesma, sendo a única diferença o facto de para o motor da AEG a tensão de linha ter o valor eficaz de 380 V e o para os motores da WEG o valor eficaz de 400 V.

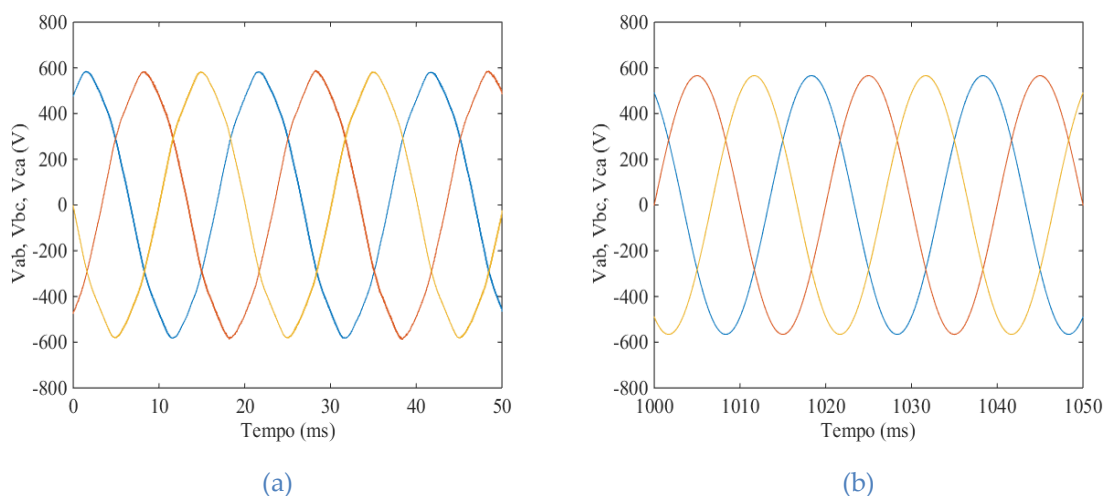


Fig. 3.12. Tensões de linha do motor IE3 da WEG a operar em condições normais e com carga nominal: (a) experimental; (b) simulação.

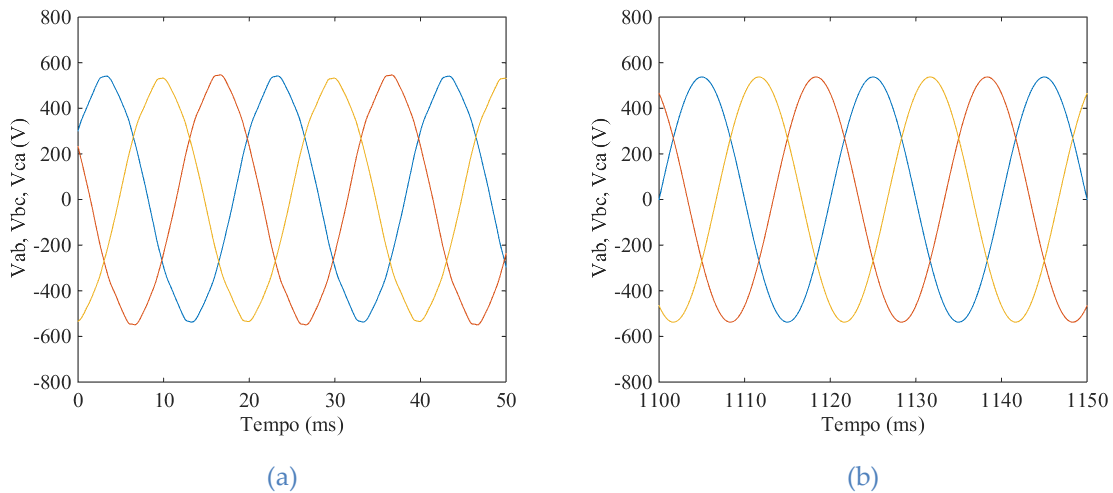


Fig. 3.13. Tensões de linha do motor AEG a operar em condições normais e com carga nominal: (a) experimental; (b) simulação.

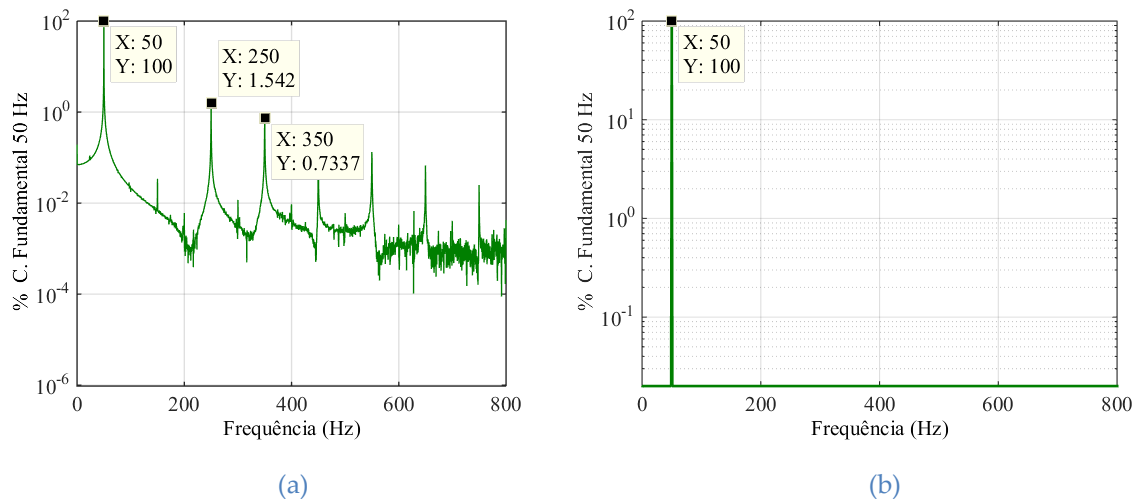


Fig. 3.14. Espectro da tensão de linha do motor AEG: (a) experimental; (b) simulação.

Na Fig. 3.15, estão representadas as correntes de linha do motor IE3 da WEG para o caso de funcionamento normal e com carga nominal. Por sua vez, os respectivos espectros encontram-se representados na Fig. 3.16. Como se pode observar, as formas de onda das correntes provenientes do ensaio experimental e dos resultados de simulação são semelhantes. Todavia, há dois pormenores, nos espectros, que devem ser observados. O primeiro refere-se às componentes harmônicas de 5ª e 7ª ordem presentes na tensão de alimentação experimental, e que também surgem na corrente, como seria de esperar. Já nos casos de simulação, as componentes harmônicas presentes na corrente, têm amplitudes menores, e representam as componentes harmônicas espaciais das máquinas. O segundo refere-se à componente de cerca

de 24 Hz, presente no espectro da corrente experimental. Esta componente está normalmente associada a excentricidade mista, como é discutido na secção 5.3.1. Neste caso, revela uma excentricidade mista residual, algo comum em motores. Saliente-se que a componente típica da excentricidade não surge no espectro dos resultados de simulação, pois os modelos permitem simular o motor em condições ideais, o que neste caso significa, ter excentricidade nula. Da mesma forma, pode-se observar e tecer os mesmos comentários para as correntes do motor AEG, nas mesmas condições de funcionamento. Na Fig. 3.17, estão representadas as correntes de linha do motor AEG e os correspondentes espectros na Fig. 3.18.

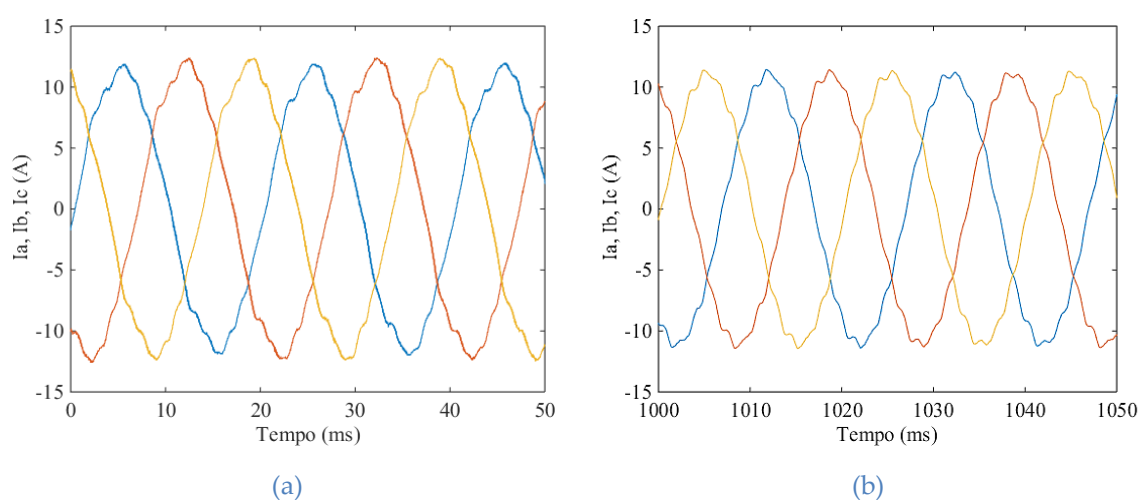


Fig. 3.15. Correntes de linha do motor IE3 da WEG a operar em condições normais e com carga nominal: (a) experimental; (b) simulação.

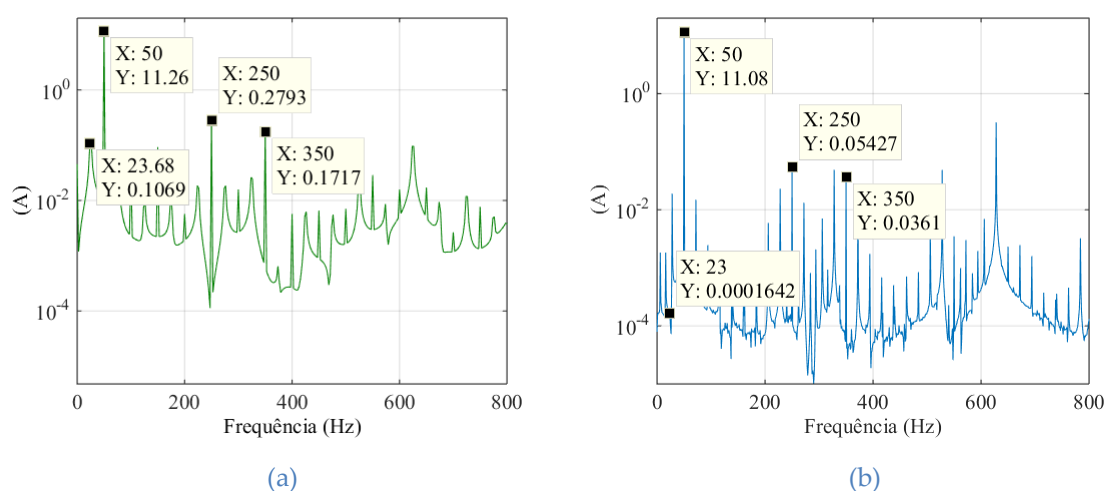


Fig. 3.16. Espectro da corrente de linha do motor IE3 da WEG a operar em condições normais e com carga nominal: (a) experimental; (b) simulação.

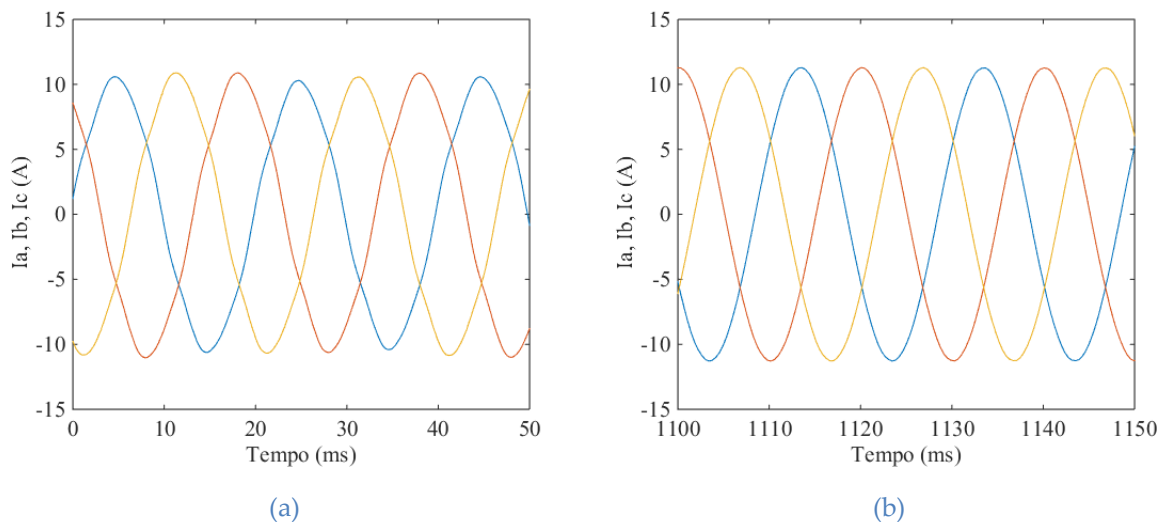


Fig. 3.17. Correntes de linha do motor AEG a operar em condições normais e com carga nominal: (a) experimental; (b) simulação.

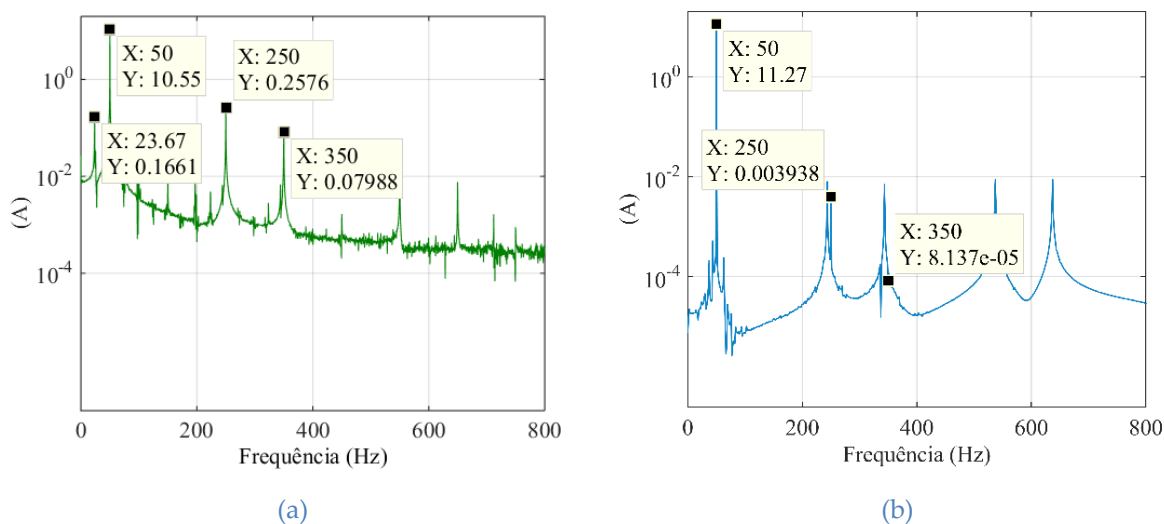


Fig. 3.18. Espectro da corrente de linha do motor AEG a operar em condições normais e com carga nominal: (a) experimental; (b) simulação.

A velocidade mecânica do rotor, nas condições de funcionamento normal à carga nominal, para os motores WEG IE3 e AEG, apresenta-se nas Figs. 3.19 e 3.20, respetivamente. Como se pode observar, para ambos os motores, as velocidades dos resultados experimentais e de simulação são idênticas.

Com estes resultados foram considerados válidos os modelos desenvolvidos em FEM, para simular o funcionamento dos motores.

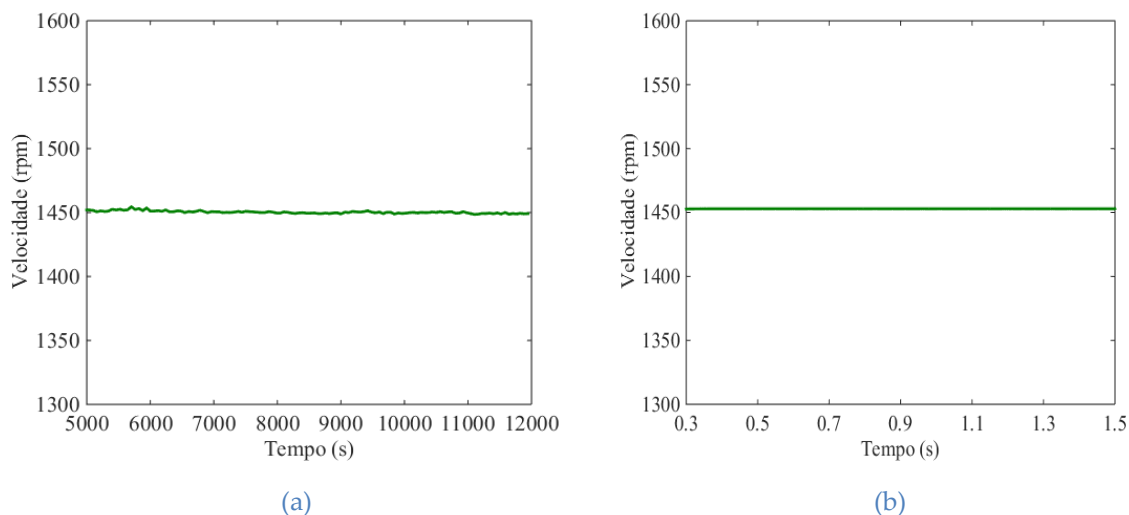


Fig. 3.19. Velocidade do rotor do motor IE3 da WEG a operar em condições normais e carga nominal: (a) experimental; (b) simulação.

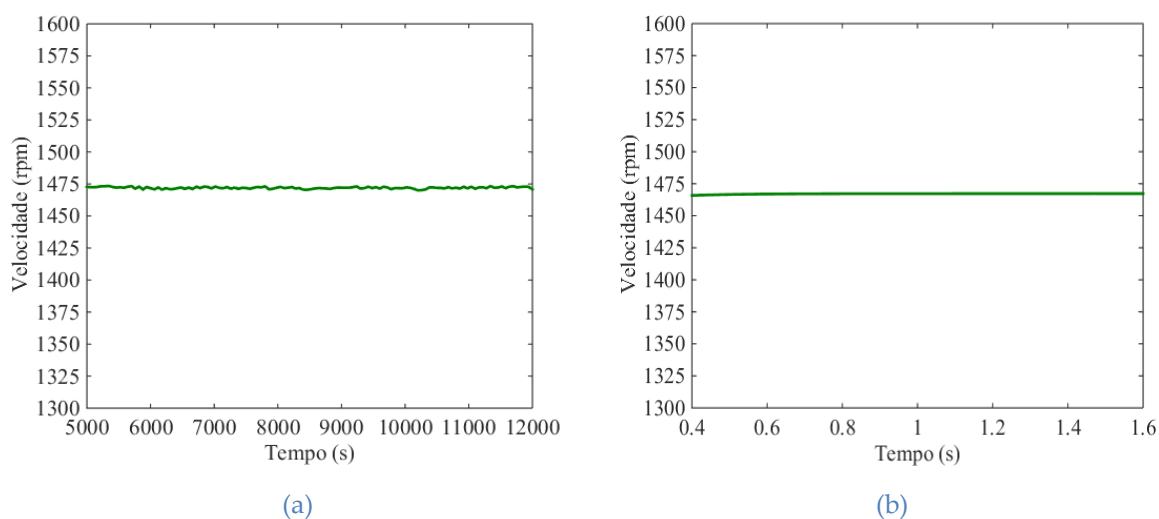


Fig. 3.20. Velocidade do rotor do motor AEG a operar em condições normais e com carga nominal: (a) experimental; (b) simulação.

3.4. SIMULAÇÃO NA APLICAÇÃO TÉRMICA

Para os vários estudos apresentados nesta tese foram desenvolvidos diversos modelos para a simulação dos fenômenos térmicos, modelos no domínio 2D, para os motores WEG e AEG, utilizados no acionamento NPC e no estudo da excentricidade, respetivamente, e um modelo 3D para o motor IE3 da WEG, utilizado no estudo de barras fraturadas.

A escolha de um modelo nos domínios 2D ou 3D foi equacionada, tendo como variáveis de decisão, as necessidades de cada estudo e o tempo de processamento das simulações. Nos casos dos estudos com NPC e excentricidade, não é muito relevante um estudo na direção axial. No caso do estudo de fraturas na gaiola, a distribuição térmica no rotor pode apresentar alguma assimetria térmica axial, pelo que é mais apropriado utilizar um modelo 3D.

3.4.1. Pré-processamento e processamento na aplicação térmica

Quando se estudam os fenómenos termodinâmicos dos motores, é preciso ter em consideração as suas partes, que, normalmente, não são relevantes nos estudos de fenómenos magnéticos, mas que são importantes para o modelo térmico, como por exemplo a carcaça do motor. A consideração destas partes estruturais é essencial para obter-se um modelo térmico fidedigno, já que são condutores térmicos do sistema. No desenvolvimento do modelo térmico foi reaproveitada a geometria construída para o modelo magnético e adicionada a estrutura da carcaça do motor.

Um dos aspetos fundamentais do ramo da termodinâmica, necessário para a conceção dos modelos de simulação térmica, é o processo de transferência de calor. Este processo representa o trânsito de energia térmica, devido à diferença de temperatura espacial entre dois corpos. No caso do motor, o trânsito de energia térmica depende de vários fatores, tais como a localização das perdas e respetivos valores, a geometria e o sistema de refrigeração.

A transferência de calor pode ocorrer por três mecanismos diferentes: convecção, condução e radiação. A convecção é um modo de transferência de energia entre uma superfície sólida e um fluido adjacente em movimento. Quanto mais rápido for o movimento do fluido, maior é o fator de convecção. Por exemplo, o movimento do ar, causado pelo ventilador, é um modo de convecção.

A condução pode ocorrer em sólidos, líquidos ou gases, e pode ser entendida como a transferência de energia de partículas com mais energia de uma substância, para partículas adjacentes com menos energia. No motor, a condução ocorre, por exemplo, nas chapas magnéticas do estator. Por último, a radiação é a energia emitida pela matéria (com uma temperatura maior que 0 K), na forma de ondas eletromagnéticas, e ao contrário da convecção

e da condução não necessita de um meio para ocorrer. Por exemplo, a energia emitida da carcaça para o meio ambiente é um mecanismo de radiação [210-212].

À semelhança do que é necessário no modelo magnético, no modelo térmico é indispensável a definição das propriedades dos diversos materiais constituintes do motor. Mais precisamente, a condutividade térmica, que quantifica a habilidade de um material em conduzir calor, e a capacidade térmica, que representa a capacidade de um material em armazenar calor. Nas simulações efetuadas, a condutividade térmica foi considerada do tipo isotrópica e constante. As propriedades térmicas dos materiais foram obtidas das tabelas dos fabricantes dos materiais e podem ser consultadas na secção A do Apêndice.

Relativamente à troca de calor entre a carcaça dos motores e o ambiente externo, foi considerada a existência de radiação e convecção, nas superfícies externas da máquina. Para tal, foi necessário definir os coeficientes de emissividade e de convecção. A emissividade depende fortemente da natureza da superfície do material e do seu acabamento, e os seus valores encontram-se na gama de $0 \leq \varepsilon \leq 1$. Nos modelos térmicos desenvolvidos foi considerada uma emissividade de 0.8, que é um valor típico para componentes pintados. O coeficiente de convecção é um parâmetro determinado experimentalmente e está ligado às seguintes variáveis: geometria da superfície, natureza do movimento do fluido e velocidade do fluido [210-213]. Algumas formulações para prever este comportamento podem ser encontradas em [214]. Porém, para os modelos térmicos desenvolvidos, o coeficiente convecção foi determinado com o auxílio de testes experimentais, proporcionando, assim, uma maior precisão.

No que diz respeito ao balanço energético de um sistema eletromecânico, neste caso, o motor, pode ser, de forma global, representado pela equação (3.14). A energia elétrica fornecida pela fonte trifásica W_{fonte} é igual ao somatório da energia magnética armazenada W_{mag} , da energia mecânica entregue W_{mec} e da energia térmica dissipada W_{dis} . Portanto, para estudar o comportamento térmico da máquina, é necessário determinar as potências associadas a esta energia térmica, para, posteriormente, serem definidas no modelo térmico.

Duas das principais fontes de calor na máquina são as perdas no ferro e as perdas por efeito Joule, ambas determinadas como descrito na secção 3.2.3.1.

$$W_{fonte} = W_{mag.} + W_{mec.} + W_{dis.} \quad (3.14)$$

3.4.2. Processamento

Na Tabela 3.1, apresentam-se as relações fundamentais e a equação processada pela aplicação *térmica transitória* [206], em que \vec{q} é a densidade de fluxo térmico ($W.m^{-2}$), k a condutividade térmica ($W/(m.K)$), ∇T o gradiente de temperatura ($K.m^{-1}$), ρC_p a capacidade térmica volumétrica ($J/(m^3.K)$) e p_v a densidade volumétrica da potência das fontes de calor ($W.m^{-3}$).

A transferência total de calor entre a carcaça e o ambiente externo ao motor é expressa pela equação (3.15), em que os termos de convecção e radiação são baseados nas leis do arrefecimento de Newton e de Stefan–Boltzmann, respetivamente. Nesta equação, T_r é a temperatura ambiente (K), T_s a temperatura da superfície (K), h o coeficiente de transferência de calor por convecção ($W/(m^2.K)$), ε a emissividade e σ_{SB} a constante de Stefan–Boltzmann ($\sigma_{SB} = 5.67 \times 10^{-8} W/(m^2.K^4)$).

$$\vec{q} \cdot \vec{n} = \underbrace{h(T_r - T_s)}_{convecção} + \underbrace{\varepsilon \cdot \sigma_{SB} (T_r^4 - T_s^4)}_{radiação} \quad (3.15)$$

Tabela 3.1. Relações contempladas pelo software no estudo de fenómenos térmicos

Lei de Fourier
$\vec{q} = -k \nabla T$
Equação da condução de calor
$\nabla \cdot \vec{q} + \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} = p_v$
Equação processada
$\nabla \cdot (-k \nabla T) + \rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} = p_v$

3.4.3. Otimização e afinação do modelo térmico

Estruturas complexas como a do motor são muito difíceis de replicar, de forma completa, em modelos FEM, sendo, por isso, normal considerar um conjunto de simplificações na geometria do modelo térmico, sem comprometimento dos resultados. Para contornar o conjunto de simplificações à geometria e, simultaneamente, tornar o modelo mais fidedigno,

executa-se um processo de afinação, através do qual se fazem ajustes nos valores de alguns parâmetros, como por exemplo no coeficiente de convecção e na condutividade térmica do ar no entreferro. Este processo de afinação é realizado mediante a comparação das temperaturas, obtidas experimentalmente em certos pontos da máquina, com as temperaturas, obtidas no modelo de simulação nos mesmos pontos. Este é um processo que é repetido até que os resultados de simulação sejam idênticos aos experimentais. Para os modelos construídos, o processo de afinação foi realizado para o caso do motor a funcionar em condições nominais, considerando-se, assim, validado e apto para extrapolar outros pontos de funcionamento do motor. Salgue-se, no entanto, que, caso o modelo térmico seja utilizado para um ponto de operação de velocidade diferente para o qual foi afinado, se deva equacionar a necessidade de reajustar o fator de convecção.

Os resultados experimentais foram obtidos através de sensores de temperatura do tipo PT100, colocados nos motores do laboratório em diversos pontos estratégicos, designadamente no rotor, no estator e na carcaça. Foi, ainda, usado um sensor do mesmo tipo para medir a temperatura ambiente. Para a calibração dos sensores foram utilizadas pelo menos três leituras de sensores, localizados em partes distintas das máquinas. No caso particular do motor AEG, não foram adquiridas temperaturas no rotor.

Apresenta-se, na Fig. 3.21(a), a localização de alguns sensores colocados no motor e usados no correspondente modelo térmico FEM do motor IE3 da WEG, nomeadamente no estator (um por cada fase), no núcleo, na carcaça e no rotor. Na Fig. 3.21(b), mostra-se a fotografia deste motor no laboratório, onde se podem observar os fios dos sensores térmicos nas cabeças das bobinas e também parte das aletas. A localização dos quatro sensores do rotor, com as coordenadas correspondentes, está ilustrada na Fig. 3.22(a). Na Fig. 3.22(b), está apresentada a fotografia do rotor experimental, com os fios dos sensores expostos. Para o motor IE2 da WEG, as posições dos sensores são idênticas, podendo ser consultadas na Fig. A. 4, da secção A do Apêndice.

A descrição mais pormenorizada do sistema de aquisição de temperaturas para os motores da WEG pode consultar-se na secção 4.1.2.

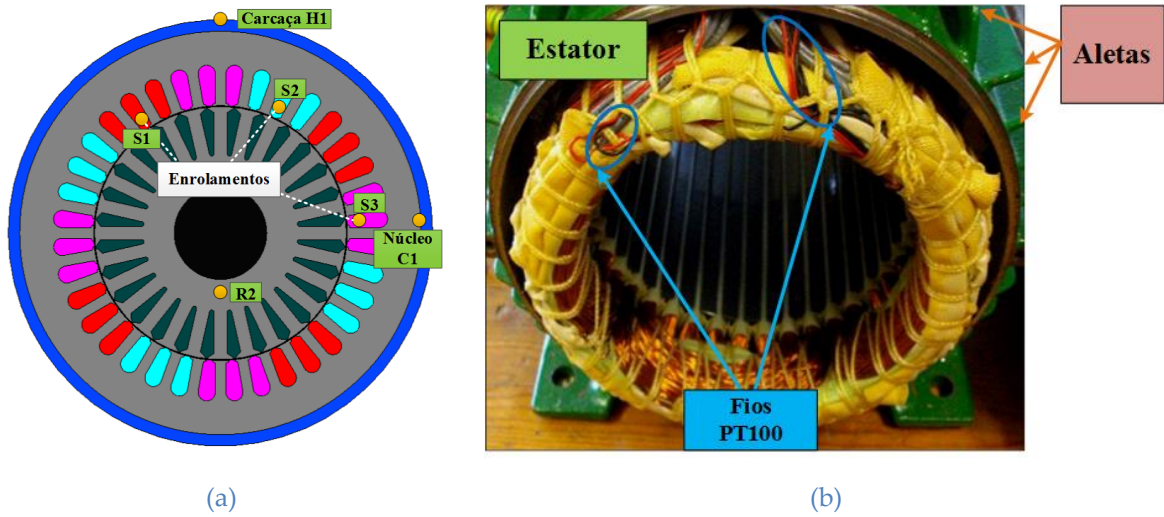


Fig. 3.21. Localização de sensores PT100 no motor WEG: (a) nos enrolamentos do estator, rotor, núcleo e carcaça do modelo em elementos finitos (FEM); (b) fotografia do motor laboratorial IE3 com os fios, dos sensores PT100, visíveis.

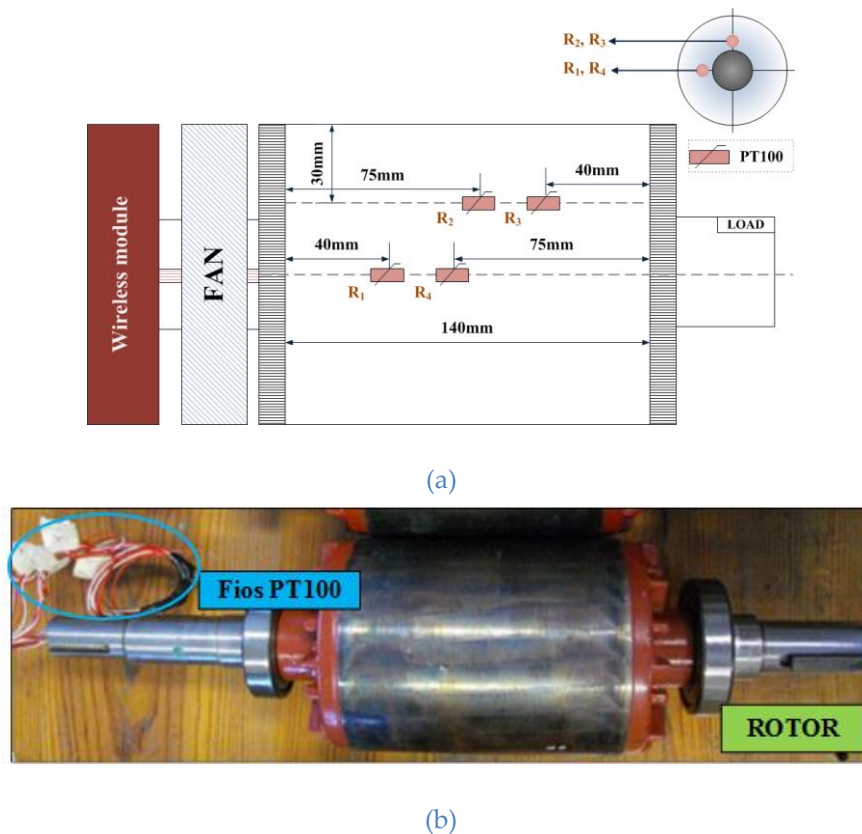


Fig. 3.22. Localização dos sensores de temperatura PT100 no rotor do motor IE3: (a) diagrama ilustrativo; (b) fotografia do rotor experimental com os fios dos sensores PT100 visíveis.

Para o motor AEG, apresentam-se, na Fig. 3.23(a), os pontos de medida da temperatura no modelo de simulação. Na Fig. 3.23(b), mostra-se a fotografia do motor do laboratório, com ênfase na região das cabeças das bobinas, onde estão colocados os sensores, utilizados para medir a temperatura.

Ainda que o motor AEG possua um rotor do tipo bobinado, em que a temperatura nos enrolamentos rotóricos é relevante, verificou-se, que nos ensaios preliminares do motor com excentricidade, o deslizamento não apresentou alterações significativas, em comparação com o estado normal de funcionamento. Deste modo, não existem alterações significativas nas perdas por efeito Joule no rotor e, conseqüentemente, na temperatura, pelo que não foi implementado o mecanismo, de elevada complexidade, para medir as temperaturas no rotor deste motor.

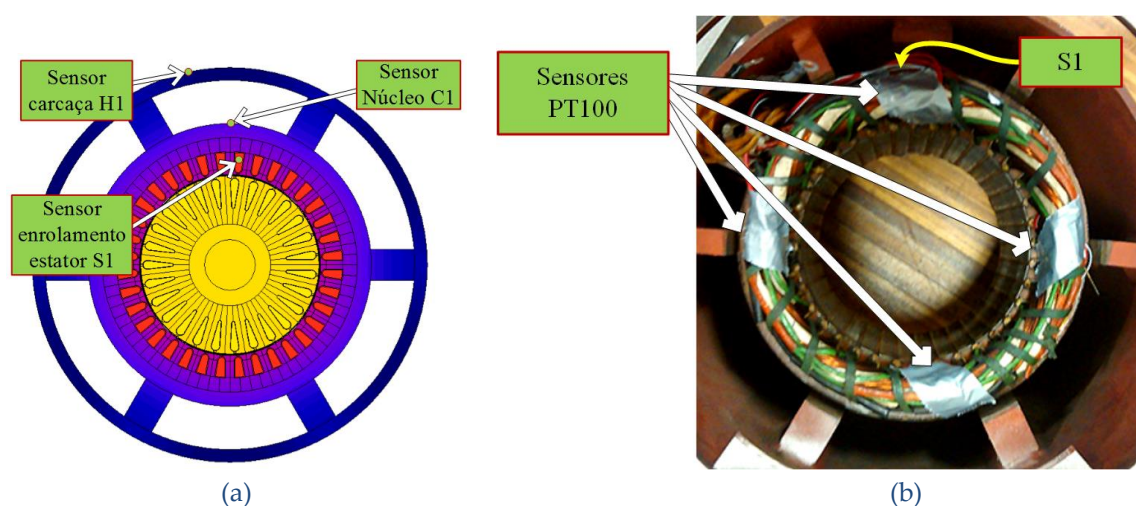


Fig. 3.23. Localização dos sensores PT100 no motor AEG: (a) no modelo de simulação; (b) no motor do laboratório.

Os motores da WEG e o da AEG têm geometrias muito diferentes, apesar de ambos serem do tipo TEFC. Enquanto o motor AEG possui câmaras-de-ar grandes, entre o núcleo do estator e a carcaça, resultando num elevado perímetro exterior, os motores WEG são mais compactos, contendo aletas na carcaça.

As aletas dos motores WEG constituem um dos mecanismos estruturais, comumente utilizados em máquinas elétricas rotativas, para incrementar a área de contacto com o ambiente externo e, assim, aumentar a capacidade de transferência de calor entre a máquina e o exterior. Contudo, no modelo de elementos finitos, a geometria das aletas aumenta a

complexidade da construção do modelo, a discretização, bem como o tempo de processamento da simulação. Tendo em conta que, neste estudo, o principal objetivo não é a distribuição espacial da temperatura nas aletas, é possível compensar a ausência destas no modelo. Com este propósito, definiu-se um fator de convecção compensado, equivalente à capacidade de transferência de calor determinada experimentalmente. Com efeito, com esta simplificação será reduzido o tempo de desenvolvimento do modelo e o tempo de processamento, sem, no entanto, comprometer a validade da distribuição de temperatura interna, nos domínios do rotor e do estator.

Para aclarar esta simplificação, surge a Fig. 3.24, que mostra as aletas de arrefecimento em torno da carcaça do motor e a variação da temperatura ao longo da secção transversal interna representada. As aletas desempenham um papel muito importante na máquina, já que aumentam a área de dissipação de calor e minimizam o tamanho e o peso do motor [215]. Através das equações (3.16) e (3.17), que representam as transferências de calor por convecção e radiação, respetivamente, verifica-se que o fluxo térmico é diretamente proporcional a A_s . Nestas equações, ϕ representa o fluxo térmico (W) e A_s a área de dissipação de calor (m^2). Por esse motivo, se não forem consideradas as aletas no modelo térmico FEM, há uma redução significativa da área exterior de dissipação de calor do motor, pelo que, na realidade, o fator de convecção, determinado experimentalmente para este modelo, é um coeficiente compensado, mas que não compromete a distribuição da temperatura interna do motor.

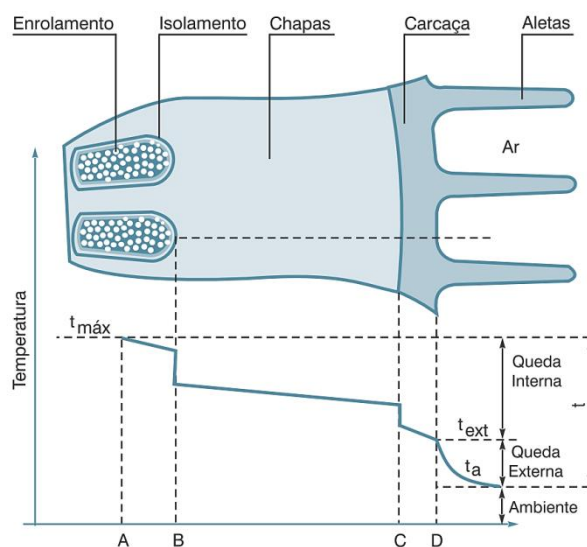


Fig. 3.24. Temperatura no interior do motor WEG [215].

(3.16)

$$\phi = h \cdot A_s (T_r - T_s)$$

$$\phi = \varepsilon \cdot \sigma_{SB} \cdot A_s (T_r^4 - T_s^4) \quad (3.17)$$

Outro aspeto importante a ter em atenção é a modelização do entreferro. A transferência de calor no entreferro é um fenómeno muito complexo, já que inclui, entre outros, fenómenos como a radiação e a convecção. Optou-se, então, por utilizar o método baseado na condutividade térmica equivalente [216], tendo sido obtido o seu valor equivalente, durante o processo de afinação do modelo.

Todas as simulações e ensaios experimentais térmicos cumpriram a norma IEEE112 [217], segundo a qual o ensaio deve continuar até que a variação da temperatura no motor seja inferior a 1 °C, durante um período de 30 minutos. Nesta situação, a potência total de fontes de calor é aproximadamente igual à soma do fluxo de calor trocado com o meio ambiente, podendo ser expressa de forma simbólica por (3.18).

$$\underbrace{\int_S \vec{q} \cdot d\vec{S}}_{\text{calor trocado}} \approx \underbrace{\int_V p_v \cdot dV}_{\text{p. fontes de calor}} \equiv \Delta T_{30min} \leq 1 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (3.18)$$

Na Fig. 3.25, apresentam-se os resultados experimentais e de simulação, após afinação do modelo, para as temperaturas registadas pelos sensores H1 na carcaça, R2 no rotor, S2 no enrolamento do estator e da temperatura ambiente do motor da WEG IE3. Esta figura retrata o caso do motor, a funcionar com a carga nominal e alimentado por uma fonte trifásica sinusoidal equilibrada. Como se pode observar, as curvas de resultados experimentais e de simulação são muito semelhantes e coincidem em regime permanente.

De forma semelhante, na Fig. 3.26 apresentam-se os resultados da evolução da temperatura, correspondentes aos ensaios experimentais e de simulação do motor AEG, para os sensores: S1 no enrolamento do estator, C1 no núcleo, H1 na carcaça e o da temperatura ambiente. A Fig. 3.26 corresponde, igualmente, à situação do motor à carga nominal, alimentado por uma fonte trifásica sinusoidal equilibrada. Como se pode visualizar, as curvas experimentais e de simulação são semelhantes e coincidem em regime permanente.

Note-se que, para os resultados, apresentados nas Figs. 3.25 e 3.26, as temperaturas ambiente dos resultados experimentais e de simulação são idênticas.

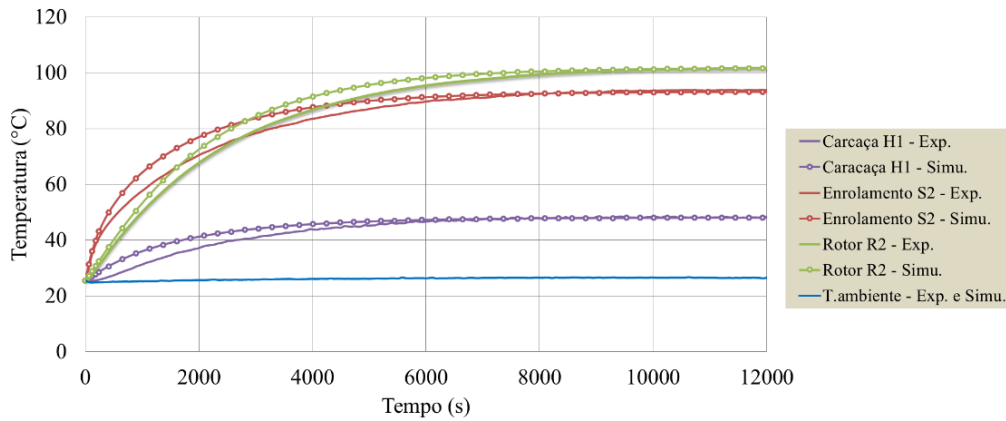


Fig. 3.25. Evolução da temperatura nos sensores do motor WEG para o caso de funcionamento normal e carga nominal, resultados experimentais e de simulação.

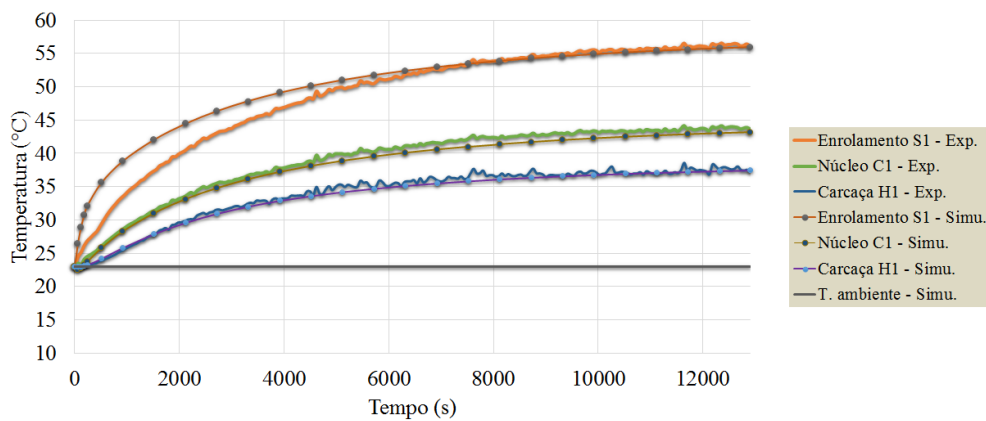


Fig. 3.26. Evolução da temperatura nos sensores do motor AEG para o caso de funcionamento normal e carga nominal, resultados experimentais e de simulação.

3.5. MODELIZAÇÃO DE EXCENTRICIDADE

Os tipos de excentricidade são abordados na revisão de literatura, na secção 2.2.2, e, para de implementá-los no modelo magnético, foram definidas as seguintes regras:

Motor sem excentricidade: o centro geométrico do estator (O_s), o centro geométrico do rotor (O_r) e o centro de rotação (O_R) são todos coincidentes;

Motor com excentricidade estática: os centros O_R e O_r são coincidentes e afastados δ_s de O_s ;

Motor com excentricidade dinâmica: o centro de rotação O_R está afastado δ_i de O_r ;

Motor com excentricidade mista: presença de excentricidade estática e de excentricidade dinâmica, são realizados ambos os deslocamentos, δ_s e δ_i , como anteriormente descritos.

Os conceitos da excentricidade estática e da excentricidade dinâmica encontram-se ilustrados nas Figs. 3.27 e 3.28, respetivamente, sendo que o entreferro foi exagerado para fins ilustrativos. A direção do menor entreferro é representada por uma seta que aponta para o estator. No caso de excentricidade estática, a posição angular, da espessura mínima do entreferro é fixa, enquanto no caso da excentricidade dinâmica, o centro geométrico do rotor move-se num caminho circular de uma circunferência de raio δ_i e o entreferro mínimo acompanha esta trajetória. Quando ambos os mecanismos, de excentricidade estática e de excentricidade dinâmica estão presentes, diz-se que existe uma excentricidade mista.

Para evitar a colisão entre o rotor e o estator, a soma dos deslocamentos δ_s e δ_i deve ser inferior à espessura do entreferro na ausência de qualquer excentricidade, por conseguinte, deve obedecer à inequação (3.19).

$$|\delta_s + \delta_i| < 100\% \text{ da espessura do entreferro} \quad (3.19)$$

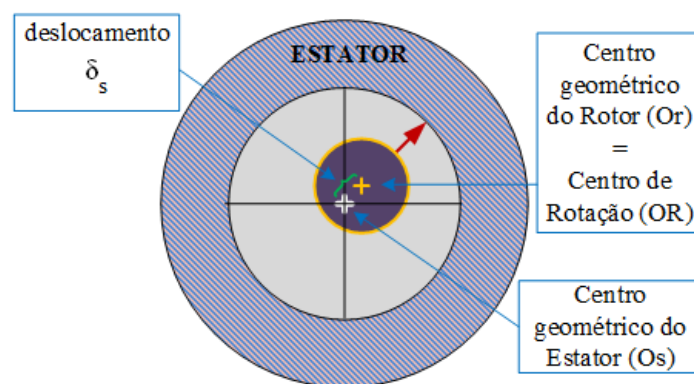


Fig. 3.27. Ilustração do mecanismo da excentricidade estática.

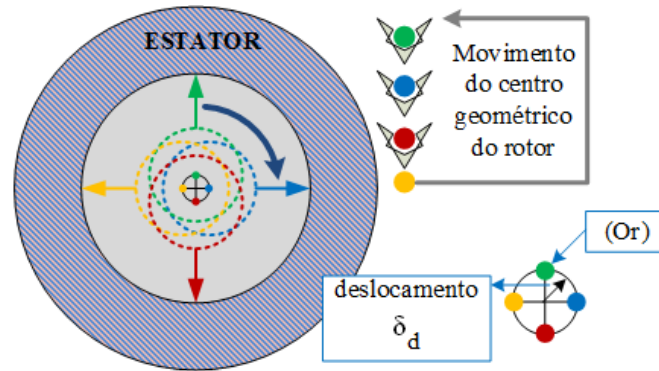


Fig. 3.28. Ilustração do mecanismo da excentricidade dinâmica.

Como já referido, a discretização do entreferro é de grande importância. Nos modelos construídos para os motores, o entreferro é constituído por três camadas refinadas, sendo que numa delas ocorre a re-discretização do domínio a cada passo de integração. Esta construção do entreferro permite, deste modo, a simulação do movimento relativo entre estator e rotor, e portanto o fenómeno da excentricidade. Apresenta-se, na Fig. 3.29, o pormenor da discretização do entreferro no modelo do motor AEG, onde são visíveis as três camadas (nas cores vermelho, azul e verde), com um grau de refinação elevado.

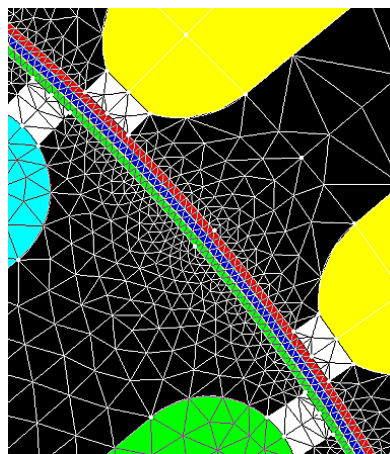


Fig. 3.29. Malha de discretização na zona do entreferro do motor AEG.

3.6. MODELIZAÇÃO DE FRATURAS NA GAIOLA DO ROTOR

Para simular fraturas nas barras do rotor, no modelo 2D, podem ser utilizadas duas abordagens. Na primeira abordagem, a propriedade elétrica da barra é modificada, definindo-se a resistividade elétrica do material com um valor muito elevado. Em alternativa, na segunda

abordagem, o circuito elétrico da barra do rotor é modificado, através da inserção de uma nova resistência em série com o componente do tipo sólido. Por meio da alteração do valor da resistência, é possível controlar, facilmente, a severidade da avaria. Neste estudo foi utilizada a segunda abordagem.

Os valores utilizados para os casos normal e de barras fraturadas são apresentados na função por ramos (3.20), em que $R_{cf,n}$ é a resistência em série com o componente do tipo sólido, correspondente à barra n .

$$R_{cf,n} = \begin{cases} 1 \cdot 10^{-10} \Omega, & \text{se a barra está intacta} \\ 1 \cdot 10^6 \Omega, & \text{se a barra está totalmente quebrada} \end{cases} \quad (3.20)$$

As resistências de R_{cf1} a R_{cf28} têm como objetivo simular a fratura da barra e são colocadas em série com cada barra, tal como está ilustrado no circuito elétrico modificado do rotor representado na Fig. 3.30, onde L.A significa lado do ataque e L.V. lado do ventilador.

No caso de um anel fraturado, o procedimento é semelhante, o valor da resistência do segmento é alterado, de modo análogo ao que se procede para o caso das barras, mediante os valores definidos em (3.20).

Para melhor ilustrar os elementos que constituem o circuito do rotor, na Fig. 3.31, apresenta-se uma imagem 3D do modelo FEM, onde são identificados uma barra e um segmento do anel.

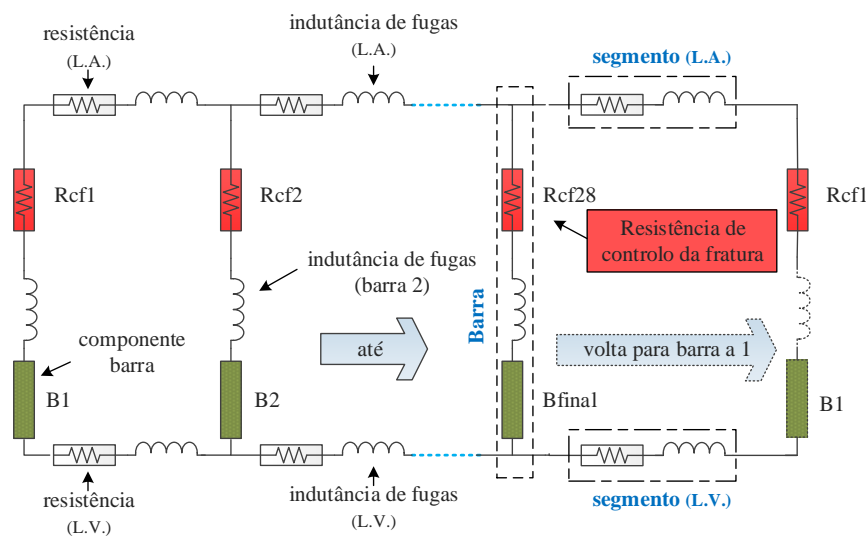


Fig. 3.30. Circuito elétrico do rotor modificado para a simulação de barras fraturadas.

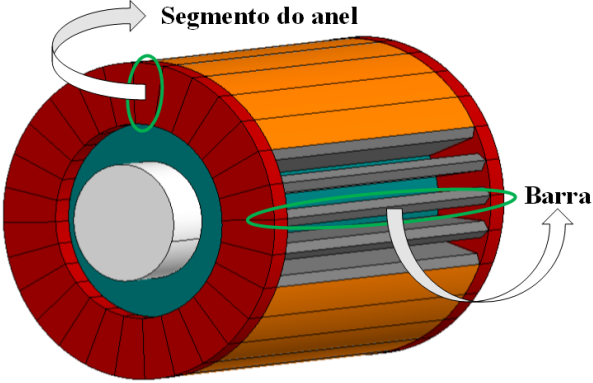


Fig. 3.31. Modelo 3D FEM do rotor de gaiola.

4. MOTOR ALIMENTADO PELO CONVERSOR NPC TOLERANTE A FALHAS

Neste capítulo apresenta-se um estudo comparativo do desempenho de dois motores de indução das classes de eficiência IE2 e IE3 de 4 kW, quando alimentados por um conversor multinível de três níveis com tolerância a falhas.

Na secção 4.1 apresenta-se o desenvolvimento experimental que inclui os motores, a carga mecânica e os sistemas de aquisição de grandezas elétricas, mecânicas e térmicas. Na secção 4.2 abordam-se aspetos relativos ao conversor, a sua topologia e os algoritmos de operação, em condições de funcionamento normal e em modo reconfigurado. Os casos estudados apresentam-se na secção 4.3. Seguidamente, na secção 4.4, surgem os resultados experimentais e de simulação com modelo FEM, relativos aos parâmetros elétricos, térmicos e mecânicos. Finalmente, expõem-se as conclusões deste capítulo na secção 4.5.

4.1. DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

A montagem experimental para a realização dos ensaios laboratoriais encontra-se, sumariamente, apresentada no esquema da Fig. 4.1. De modo geral, o sistema pode ser dividido na alimentação do conversor NPC, no conversor, no motor, no módulo de controlo,

na instrumentação de medida e na carga mecânica. A configuração laboratorial é apresentada na Fig. 4.2, e os seus componentes principais são descritos em seguida.

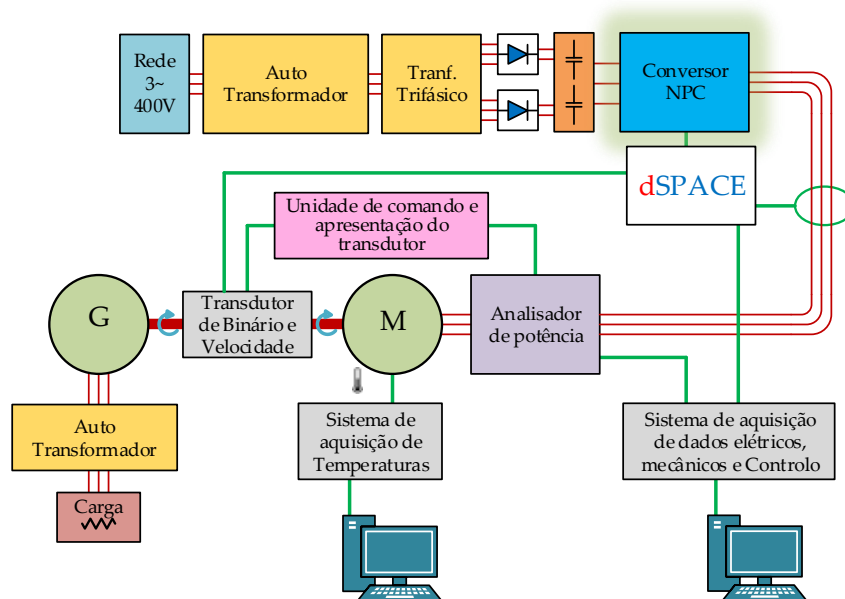


Fig. 4.1 Esquema ilustrativo da montagem experimental.

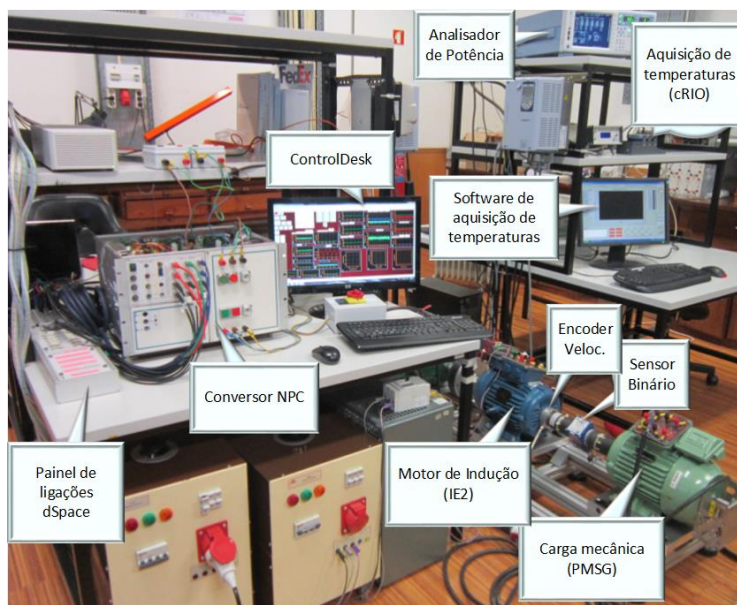


Fig. 4.2. Configuração experimental geral [218].

Neste estudo, foram utilizados dois motores de indução de gaiola de esquilo, do fabricante WEG, de 4 kW, um da classe de eficiência IE2 e outro da classe IE3. As principais características destes motores são indicadas na Tabela 4.1. A diferença principal entre os dois,

já implícita no nome da classe, é o melhor rendimento do motor IE3, comparativamente ao motor IE2. Na Fig. 4.3, apresentam-se as fotografias destes motores.

Tabela 4.1. Características principais dos motores de indução IE2 e IE3

Motor	W22 High Eff. - IE2	W22 Premium – IE3
Número de fases	3	3
Tensão (V)	400/690 (Δ/Y)	400/690 (Δ/Y)
Corrente (A)	8.12/4.71 (Δ/Y)	8.00/4.64 (Δ/Y)
Rendimento (%)	86.6	88.6
Classe térmica	F	F
Frequência (Hz)	50	50
Potência (kW)	4	4
Velocidade (rpm)	1440	1450
Binário (N.m)	26.53	26.34
Fator de potência	0.81	0.79
Momento de inércia (Kg.m ²)	0.0156	0.0180

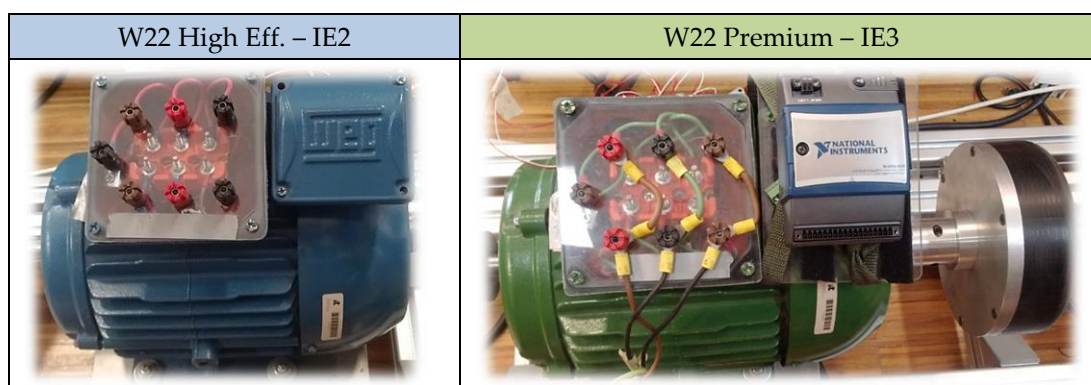


Fig. 4.3. Motores ensaiados: à esquerda W22 High Eff. (IE2) e à direita W22 Premium (IE3).

Acoplada aos motores foi utilizada uma carga mecânica constituída por uma máquina híbrida modelo WQuattro do fabricante WEG com a classe de eficiência IE4, fabricada com o propósito de operar como motor. Possui uma gaiola em alumínio e ímãs permanentes o que lhe permite o arranque direto da rede [219]. Neste caso, esta máquina foi utilizada como gerador, transferindo a energia gerada para um conjunto de resistências. A regulação do binário de carga efetuou-se, mediante a regulação da tensão aos terminais das resistências, através de um autotransformador. As características principais desta máquina apresentam-se na Tabela 4.2. Na Fig. 4.2, pode-se visualizar o motor IE2 acoplado ao gerador.

O processo de alimentação do motor inclui dois retificadores trifásicos, ligados a dois condensares de filtragem, assegurando, desta forma, os três potenciais elétricos necessários à operação do conversor. A utilização de um transformador com dupla saída trifásica e posterior retificação, permite evitar o desvio do ponto neutro no barramento o DC do conversor NPC. Por outro lado, o autotransformador permitiu a regulação de vários níveis de tensão no barramento DC.

Tabela 4.2. Características principais da máquina de carga WQuattro

Máquina	WQuattro – IE4
Número de fases	3
Tensão (V)	400/690 (Δ/Y)
Corrente (A)	7.15/4.14 (Δ/Y)
Rendimento (%)	91.7
Classe térmica	F
Frequência (Hz)	50
Potência (kW)	4
Velocidade (rpm)	1500
Binário nominal (N.m)	25.5
Fator de potência	0.88
Momento de inércia (Kg.m ²)	0.0153

4.1.1. Sistema de aquisição de grandezas elétricas e mecânicas

Para adquirir e armazenar os dados elétricos e mecânicos do sistema, foram utilizadas duas vias, uma através do equipamento DS1103 da dSPACE e outra através do analisador de potência WT3000 da Yokogawa.

O módulo dSPACE recebeu os sinais das correntes e das tensões de entrada e saída do conversor, através dos transdutores de corrente LA 55-P da marca LEM e dos transdutores de tensão LV 25-P, também da LEM. Para além destes sinais, o módulo dSPACE recebeu também o sinal da velocidade do rotor através do encoder modelo RI 76TD da marca Hengstler, montado no veio do motor. A frequência de amostragem foi de $1/35e-6$ (Hz).

O esquema de ligações de todos estes transdutores está representado na Fig. 4.4, no qual:

- A1, A2 e A3 são os transdutores de corrente do lado da alimentação do conversor (barramento de corrente contínua);
- V1 e V2 são os transdutores de tensão do lado da alimentação do conversor, aos terminais dos condensadores, superior e inferior, respetivamente;
- A4, A5 e A6 são os transdutores de corrente do lado do motor, para as fases A, B e C, respetivamente;
- V3, V4 e V5 são transdutores de tensão do lado do motor, para as tensões de polo V_{A0} , V_{B0} e V_{C0} , respetivamente.

Por sua vez, com o analisador de potência ligado entre o conversor NPC e o motor, foi também possível efetuar a leitura das correntes e tensões aplicadas aos terminais do motor. Com base nestes sinais, o analisador de potência determina parâmetros de qualidade, tais como o rendimento, o fator de potência, a distorção harmónica, entre outros. A versão do analisador de potência usado possui, também, duas entradas analógicas para leituras da velocidade e do binário de carga do motor. Estes sinais foram adquiridos através do transdutor de binário RWT 321 da marca Sensor Technology. A frequência de amostragem deste analisador é de 20 kHz.

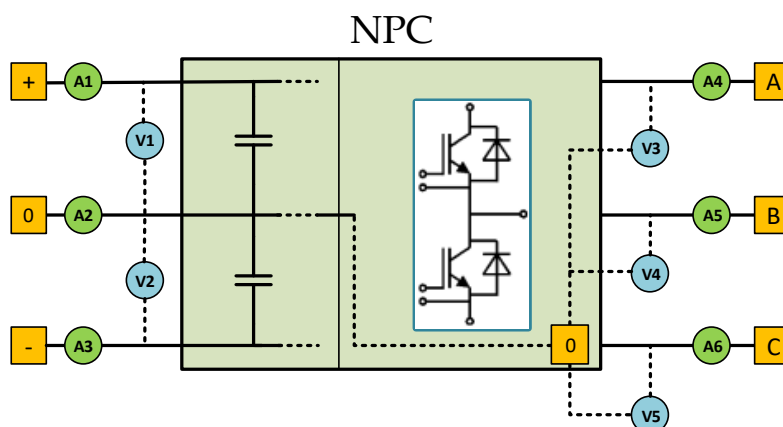


Fig. 4.4. Transdutores de corrente e tensão instalados no conversor NPC.

4.1.2. Sistema de aquisição de temperaturas

Na secção 3.4.3, para afinação dos modelos térmicos FEM, já foram apresentados alguns esquemas e fotografias dos sensores térmicos instalados nos motores. Por isso, na presente secção será dada informação complementar sobre este sistema para os motores IE2 e IE3, utilizados com o conversor NPC.

Para o estudo termodinâmico dos motores foram colocados sensores de temperatura do tipo PT100 nas cabeças das bobinas dos enrolamentos dos estatores e nos núcleos dos rotores. Foram ainda utilizados sensores colocados na superfície exterior do núcleo do estator (superior), na superfície exterior da carcaça (superior) e um para medir a temperatura ambiente. Na Fig. 4.5, apresenta-se o esquema geral do sistema de aquisição de temperaturas, dividido em quatro conjuntos identificadas por números.

Os conjuntos 1 e 2 são constituídos pelos módulos NI WSN-3226 que leem e enviam os sinais das temperaturas via *WiFi* para o recetor. O conjunto 1 é constituído por dois módulos NI WSN-3226 que leem os sinais das temperaturas de oito sensores: cinco das cabeças das bobinas, um do sensor do núcleo do estator, um do sensor da carcaça e um do sensor da temperatura ambiente. O conjunto 2 é constituído por um módulo NI WSN-3226 com a função de enviar os quatro sinais dos sensores de temperatura do núcleo do rotor.

Todos os sinais enviados pelos conjuntos 1 e 2 são recebidos pelo módulo NI 9795, via *WiFi*, o qual está colocado na plataforma cRIO-9074, incluído no conjunto 3. Esta plataforma transmite via *Ethernet* todos os sinais de temperatura para o conjunto 4, constituído por um PC onde está instalada a aplicação desenvolvida em *Labview* que gere todo este sistema. Esta aplicação foi configurada para apresentar e guardar todos os valores das temperaturas com uma frequência de aquisição de 1/60 (Hz), ou seja, com um período de amostragem de 1 minuto.

Nas cabeças das bobinas, na parte superior dos estatores dos motores IE2 e IE3, foram instalados pelo fabricante, seis sensores de temperatura, dois por fase. Devido à limitação do número de sinais lidos pelos módulos NI WSN-3226, apenas cinco destes sensores foram utilizados. A fotografia do motor IE3, com o pormenor das cabeças das bobinas, pode ser revista na Fig. 3.21, na secção 3.4.3.

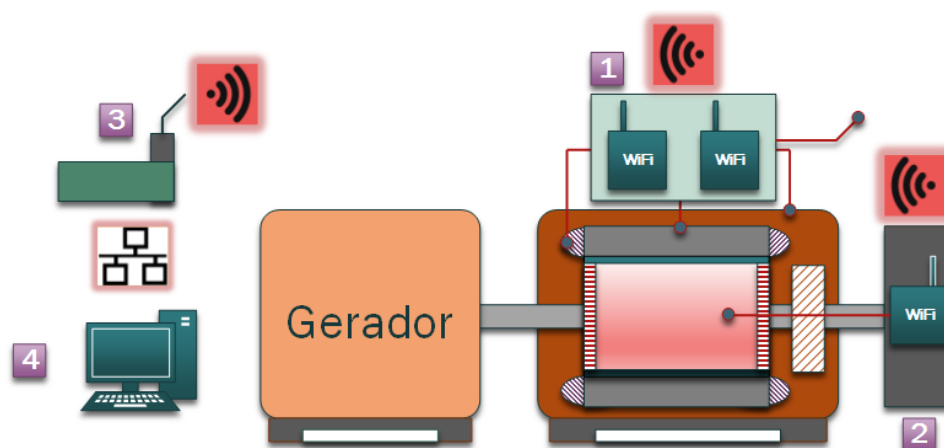


Fig. 4.5. Esquema geral do sistema de aquisição de temperaturas nos motores de indução IE2 e IE3 da WEG.

No que diz respeito à instalação dos sensores de temperatura no rotor, este serviço não foi disponibilizado pelo fabricante, pelo que foi realizado um estudo para encontrar uma solução que viabilizasse a leitura das temperaturas no núcleo do rotor. Optou-se, então, por alojar um módulo *WiFi* num dos extremos do veio, fixado num dispositivo construído para o efeito. Um dos aspetos importantes tidos em consideração na fixação deste dispositivo foi o de equilibrar o seu centro de massa, de modo a evitar o aparecimento de excentricidade no motor. Na Fig. 4.6, apresenta-se uma fotografia deste módulo com a tampa removida, na qual é possível visualizar o módulo *WiFi* já fixo.

Para medir a temperatura no interior do rotor, foi necessário perfurar o seu veio e o seu núcleo magnético para, assim, comportar quatro sensores PT-100.

A localização dos sensores do rotor do motor IE3, assim como a fotografia do rotor do motor IE3 com os fios dos sensores PT100 visíveis na extremidade do veio, pode ser vista na Fig. 3.22, na secção 3.4.3.

Na secção A do Apêndice, pode ser consultada a ilustração para o caso do motor IE2.

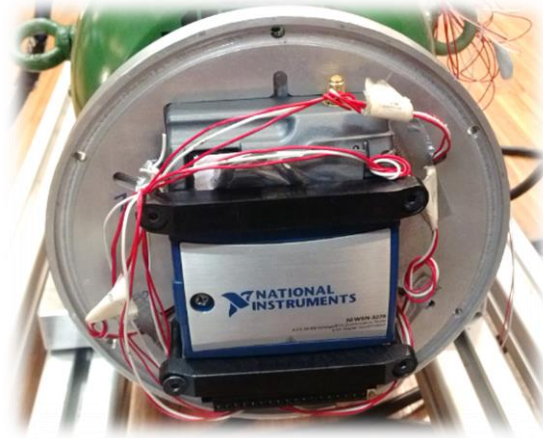


Fig. 4.6. Dispositivo de fixação do módulo *WiFi* dos sensores de temperatura no rotor com a tampa removida.

4.2. CONVERSOR NPC DE TRÊS NÍVEIS

Nesta secção são abordados, de forma breve, vários tópicos referentes ao conversor NPC de três níveis utilizado, designadamente a sua topologia, os estados de comutação, a modulação, a topologia tolerante a falhas e a reconfiguração do sistema pós-falha.

4.2.1. Topologia do conversor NPC e estados de comutação

Na Fig. 4.7, apresenta-se a topologia do conversor NPC de três níveis [218], na qual se pode verificar que o conversor é constituído por três braços. Cada um destes braços possui quatro IGBTs, S_{x1} , S_{x2} , S_{x3} , S_{x4} (em que x significa braço A , B ou C), ligados individualmente em antiparalelo com um diodo. O barramento DC do conversor possui dois condensadores que permitem gerar o ponto neutro O . Os díodos ligados entre os condensadores, D_{x1} e D_{x2} , são díodos de fixação e são responsáveis pela ligação do ponto médio do par de IGBTs ao ponto neutro. Pode obter-se, assim, uma onda de tensão sintetizada com três níveis. A tensão de cada condensador é, idealmente, $V_{DC}/2$.

Cada braço do conversor (inversor) é geralmente caracterizado por três estados de comutação, aqui designados por P , O , N , para o braço x , de acordo com a Tabela 4.3. Segundo esta tabela, se for imposto pelo controlador o estado P no braço A , os interruptores S_{A1} e S_{A2} estarão ambos ligados, sendo que os interruptores S_{A3} e S_{A4} têm sempre sinais de comando complementares de S_{A1} e S_{A2} . Neste estado, a tensão de saída de polo é de $+V_{DC}/2$. Se o estado

global de comutação do inversor é “PON” isso significa que o terminal de saída do braço A está ligado ao terminal positivo do barramento DC, o terminal de saída do braço B está ligado ao ponto neutro O e o terminal de saída do braço C está ligado ao terminal negativo do barramento DC. Portanto, neste caso, as tensões de polo v_{AO} , v_{BO} , v_{CO} , são $+V_{DC}/2$, 0, e $-V_{DC}/2$, respetivamente.

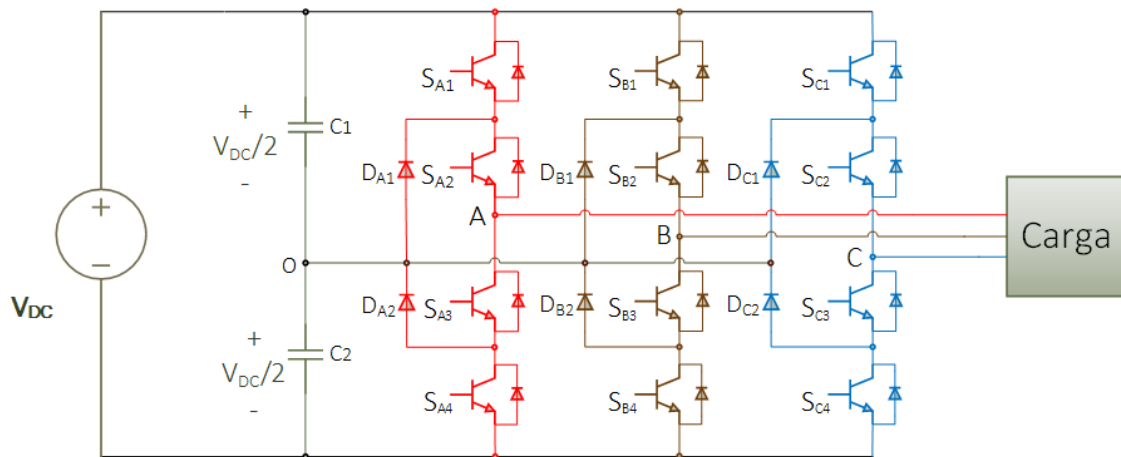


Fig. 4.7 Esquema da configuração do conversor NPC de três níveis.

Tabela 4.3. Estados de comutação do conversor NPC

Estado de Comutação	Tensão de polo (v_{xo})	Estados dos IGBTs			
		S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}
P	$+V_{DC}/2$	on	on	off	off
O	0	off	on	on	off
N	$-V_{DC}/2$	off	off	on	on

4.2.2. Controlo do motor

O controlo por orientação de campo é provavelmente o método mais utilizado para aplicações com máquinas de indução de alto rendimento. Por este motivo, foi selecionado, neste estudo, o controlo baseado na orientação do campo rotórico, o IRFOC (*Indirect Rotor Field Oriented Control*), o qual é extensamente utilizado [197, 220].

No controlo por orientação de campo do rotor, o *eixo-d* do referencial síncrono está alinhado com o vetor do fluxo rotórico $\vec{\lambda}_r$, tal como representado na Fig. 4.8. Deste modo, as componentes do fluxo do rotor são determinadas pelas equações (4.1).

Tendo em consideração a equação do binário eletromagnético do motor (4.2), e as equações (4.1), obtém-se a equação do binário simplificada (4.3). Pode-se observar, facilmente, que se o fluxo na equação (4.3) for mantido constante, o binário eletromagnético desenvolvido pela máquina pode ser controlado pela componente da corrente i_{qs} . Nas equações (4.1), (4.2) e (4.3) P_p é o número de par de polos, L_m a indutância de magnetização (H), L_r a indutância própria do rotor (H), i_{ds} e i_{qs} as componentes das correntes dos enrolamentos do estator segundo os eixos d-q (A), λ_{dr} e λ_{qr} as componentes do fluxo encadeado dos enrolamentos rotor, referido ao estator, segundo os eixos d-q (Wb) e λ_r a amplitude do vetor do fluxo encadeado do rotor, no referencial do estator (Wb).

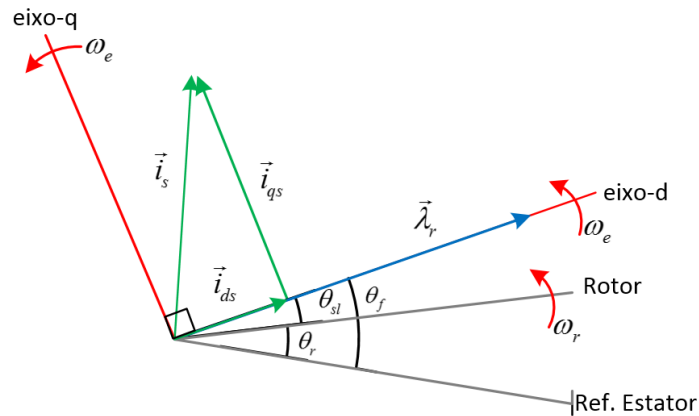


Fig. 4.8. Diagrama vetorial para o controle por orientação de campo do rotor.

$$\begin{aligned} \lambda_{qr} &= 0 \\ \lambda_{dr} &= \lambda_r \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\tau_{em} = \frac{3P_p L_m}{2L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (4.2)$$

$$\tau_{em} = \frac{3P_p L_m}{\underbrace{2L_r}_{K_T}} (i_{qs} \lambda_r) \quad (4.3)$$

Nesta estratégia de controle, o vetor espacial das correntes do estator, \vec{i}_s , é dividido em duas componentes i_{qs} e i_{ds} desacopladas. A primeira controla o binário eletromagnético desenvolvido pelo motor e a segunda controla o fluxo do rotor, respetivamente. Normalmente i_{ds} é mantida constante e i_{qs} é utilizada para controlar, de forma independente, o binário. Esta

estratégia emula uma máquina de corrente contínua, em que i_{ds} é similar a corrente de excitação do indutor e i_{qs} é similar à corrente do induzido, o que permite um controlo de alto desempenho.

Na Fig. 4.9, apresenta-se o digrama de blocos do IRFOC. A ideia principal por detrás da orientação de campo do rotor é o desacoplamento entre o fluxo do rotor λ_r e o binário eletromagnético τ_{em} , para que possam ser controlados de forma independentemente. Nesta figura, o binário de referência τ_{em}^* provém de um controlador de velocidade que é baseado na velocidade de referência ω_r^* e na velocidade medida ω_r . O fluxo de referência λ_r^* é dependente da velocidade e em muitos casos é mantido constante para velocidades inferiores ou iguais à velocidade nominal e é reduzido para velocidades acima do valor da velocidade nominal. Estas referências são, posteriormente, convertidas para as componentes da corrente de referência i_{ds}^* e i_{qs}^* , e, depois, comparadas com as componentes calculadas i_{ds} e i_{qs} . Posteriormente, são enviadas para os controladores de corrente que geram as referências das componentes do vetor de tensão, adequadas para gerar os pulsos de comando dos IGBTs.

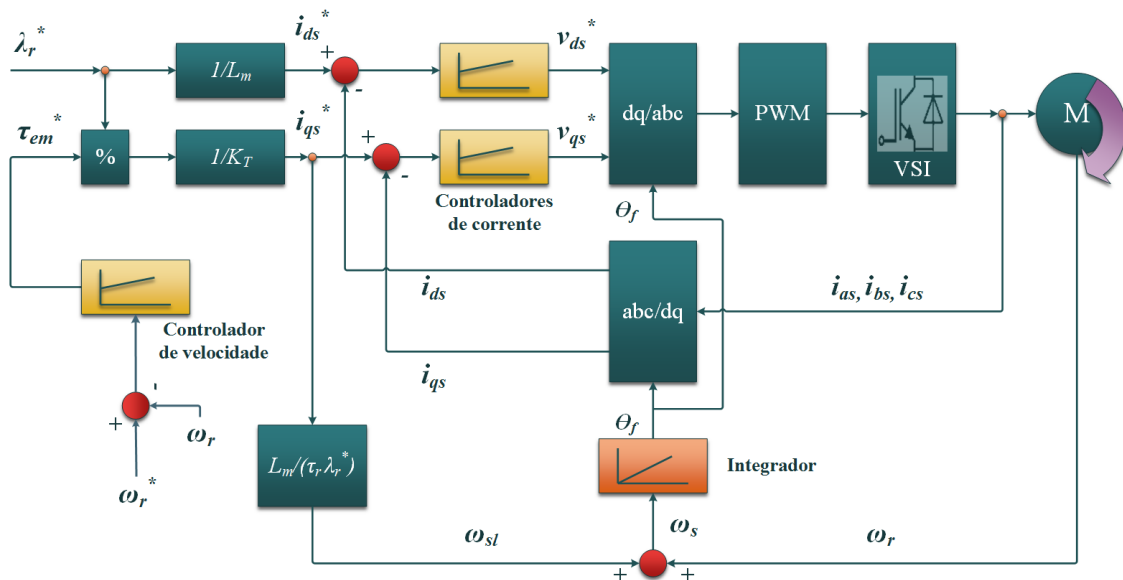


Fig. 4.9. Diagrama de blocos – IRFOC [197].

Um dos pontos mais importantes nesta estratégia de controlo é a determinação precisa do ângulo do fluxo do rotor θ_f . Se este ângulo for calculado através de sensores de fluxo no motor ou pela medição das tensões e correntes aos seus terminais, então a estratégia de

controle é designada por método direto, por outro lado, se este ângulo for determinado com base no ângulo da posição do rotor θ_r e no ângulo de deslizamento θ_{sl} , a estratégia de controle é nomeada de método indireto. O método de controle implementado para o conversor NPC foi o método indireto, conhecido como IRFOC, como já referido anteriormente. A equação (4.4) expressa a forma de cálculo do ângulo do fluxo rotórico no IRFOC, em que ω_r é a velocidade do rotor ($\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$), diretamente medida através de um sensor de velocidade no veio, e ω_{sl} a frequência de deslizamento ($\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$), obtida pela equação (4.5), na qual τ_r é a constante de tempo do rotor (s).

$$\theta_f = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (4.4)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r \lambda_r} \cdot i_{qs} \quad (4.5)$$

4.2.3. Modulação

Existem muitas estratégias de modulação para conversores de eletrônica de potência, que resultam dos intensos estudos de investigação realizados nas últimas décadas. Normalmente, estas estratégias têm como objetivo gerar um comboio de pulsos de comutação, com um valor fundamental igual ao da onda de referência. Por outras palavras, a tarefa do modulador é a de determinar o estado e o tempo de permanência que cada interruptor do conversor deve assumir, durante cada ciclo de trabalho, de forma a sintetizar o sinal de referência [221].

Como abordado na secção anterior, o controlador, dependendo das variáveis de referência (ex. velocidade do rotor definida pelo utilizador) e do estado do motor, gera um vetor espacial de tensão de referência, \vec{V}_{ref} representado simbolicamente pela equação (4.6).

No que diz respeito ao conversor NPC, existem várias estratégias disponíveis para sintetizar o vetor de referência. A técnica SVPWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*) é umas das favoritas para modulação em tempo real e é amplamente utilizada para controle digital de inversores de tensão [222], tendo sido a escolhida para este trabalho. Esta técnica foi

implementada com base na eliminação de componentes harmônicas de ordem par, e utilizou-se uma frequência de comutação de 1 kHz.

$$\vec{V}_{ref} = \left| \vec{V}_{ref} \right| \cdot e^{j\theta} \tag{4.6}$$

Tomando as três fases em consideração, os interruptores do conversor permitem um total de 27 combinações ou estados possíveis, o que corresponde a 19 vetores de tensão (\vec{V}_0 a \vec{V}_{18}), e que podem ser visualizados no diagrama dos vetores de tensão representado na Fig. 4.10. Com base no seu módulo (comprimento), os vetores de tensão podem ser divididos em quatro grupos: vetores nulos e vetores pequenos apresentados na Tabela 4.4, e vetores médios e vetores grandes apresentados nas Tabelas 4.5 e 4.6, respectivamente. Os vetores pequenos tem um comprimento de $V_{DC}/3$, enquanto os vetores médios e os vetores grandes têm os comprimentos de $\sqrt{3}V_{DC}/3$ e $2V_{DC}/3$, respectivamente [197, 222].

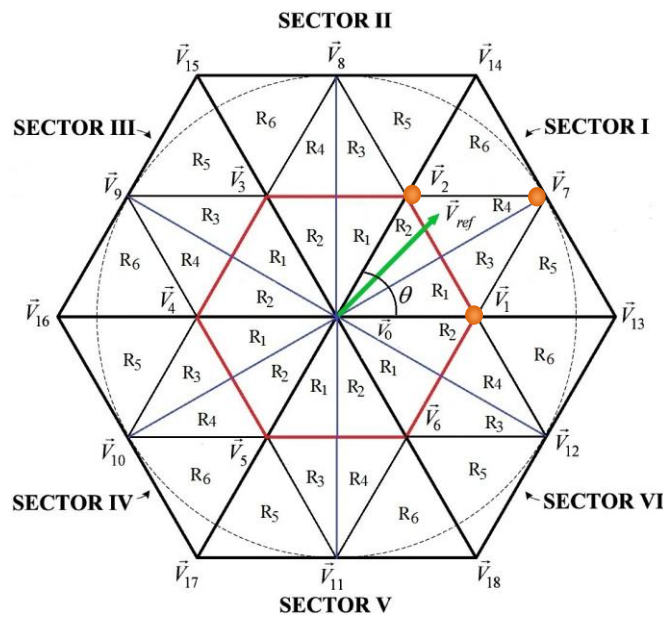


Fig. 4.10. Diagrama dos vetores de tensão para um conversor NPC de 3 níveis.

Tabela 4.4. Características dos vetores nulos e dos vetores pequenos

Tipo de Vetor	Vetores Nulos	Vetores Pequenos					
Módulo	0	$(1/3) \cdot V_{DC}$					
Rótulo	\vec{V}_0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6
Estados de Comutação	PPP OOO NNN	POO ONN	PPO OON	OPO NON	OPP NNO	OOP NNO	POP ONO

Tabela 4.5. Características dos vetores médios

Módulo	$(\sqrt{3}/3) \cdot V_{DC}$					
Rótulo	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{12}
Estados de Comutação	PON	OPN	NPO	NOP	ONP	PNO

Tabela 4.6. Características dos vetores grandes

Módulo	$(2/3) \cdot V_{DC}$					
Rótulo	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{18}
Estados de Comutação	PNN	PPN	NPN	NPP	NNP	PNP

Para ilustrar a implementação da técnica SVPWM considere-se o diagrama da Fig. 4.10. Nesta figura, o plano está dividido em seis sectores (SI a SVI), contendo cada sector seis regiões (R1 a R6). Como pode ser observado no diagrama, \vec{V}_{ref} está posicionado na região 4 do sector I. Assim, este vetor pode ser sintetizado pelos três vetores estacionários nas proximidades desta região, que são \vec{V}_1 , \vec{V}_7 e \vec{V}_2 . Assumindo um pequeno período de amostragem ST , a equação para este exemplo é dada por (4.7), em que T_a , T_b e T_c correspondem aos tempos de permanência dos vetores \vec{V}_1 , \vec{V}_7 e \vec{V}_2 , respectivamente. Estes tempos são determinados pelo conjunto de equações (4.8), em que m_a é o índice de modulação e θ o ângulo de \vec{V}_{ref} dentro de cada sector de 60° .

De modo a eliminar as componentes harmônicas de ordem par, a sequência de comutação em cada ST deve ser dividida em 7 partes (P1 a P7). A Tabela 4.7 mostra a sequência de comutação e o tempo de permanência de cada uma das sete partes para o inversor NPC de 3 níveis, quando o \vec{V}_{ref} está localizado no sector S1 e na região R4. Equações semelhantes podem ser utilizadas para sintetizar um vetor de tensão de referência, posicionado em qualquer outra região de qualquer outro sector.

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ref} \cdot ST &= \vec{V}_1 T_a + \vec{V}_7 T_b + \vec{V}_2 T_c \\ ST &= T_a + T_b + T_c \end{aligned} \tag{4.7}$$

$$\begin{aligned}
 T_a &= ST(1 - 2.m_a \cdot \sin \theta) \\
 T_b &= ST(2.m_a \cdot \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) - 1) \\
 T_c &= ST - (T_a + T_b)
 \end{aligned}
 \tag{4.8}$$

Tabela 4.7. Tempos de permanência para \vec{V}_{ref} localizado em S1 e R4

Nº Parte	1	2	3	4	5	6	7
Vetor de tensão	\vec{V}_2	\vec{V}_7	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_1	\vec{V}_7	\vec{V}_2
Tempo de permanência	$\frac{T_c}{4}$	$\frac{T_b}{2}$	$\frac{T_a}{2}$	$\frac{T_c}{2}$	$\frac{T_a}{2}$	$\frac{T_b}{2}$	$\frac{T_c}{4}$

Na Fig. 4.11, está representado um diagrama geral da implementação da modulação SVPWM para um inversor NPC de três níveis. Para obter-se os pulsos dos IGBTs, para um determinado \vec{V}_{ref} , é necessário conhecer previamente o sector ($S_{n(1..6)}$), a região ($R_{n(1..6)}$) e a parte ($P_{n(1..7)}$). Seguidamente, mediante uma tabela de pesquisa, em que todos os casos estão considerados, os estados dos braços são obtidos, sendo posteriormente convertidos nos pulsos necessários para os IGBTs.

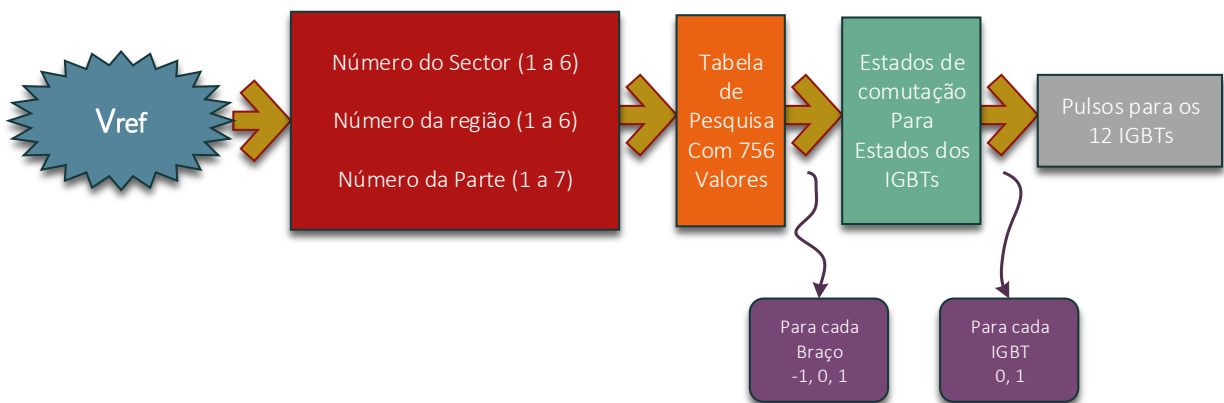


Fig. 4.11. Diagrama de implementação do SVPWM para o conversor em funcionamento normal.

4.2.4. Comportamento do conversor com um IGBT em circuito aberto

Quando ocorre uma avaria num IGBT e fica em circuito aberto (CA) permanente, este deixa de ser capaz de comutar de acordo com os pulsos de comando, gerados pelo modulador, ficando desligado permanentemente. Portanto, neste caso, não é possível utilizar alguns estados do braço do inversor onde se encontra o IGBT avariado. Por conseguinte, alguns vetores da tensão de saída do inversor ficam indisponíveis. Os estados de comutação disponíveis e indisponíveis, devido a uma avaria de CA num IGBT, num braço, são apresentados na Tabela 4.8, em que x representa o braço A, B ou C. Esta tabela mostra que, quando uma avaria de CA ocorre num dos interruptores externos dos braços do conversor, todas as tensões de saída desse braço que fazem uso dos estados de comutação P (para avaria em S_{x1}) e N (para avaria em S_{x4}) não estão disponíveis. Por outro lado, se a avaria ocorrer num dos IGBTs internos de um braço, o número de estados indisponíveis é superior ao do caso anterior. Nesta tabela apresentam-se, igualmente, as tensões de polo possíveis do braço x (V_{xO}).

Tabela 4.8. Situação do inversor durante uma avaria de CA num braço

Condição dos IGBTs Localizados no braço x				Estados disponíveis	Estados indisponíveis	Tensões de saída disponíveis v_{xO}
S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}			
CA	OK	OK	OK	O, N	P	$-V_{DC}/2, 0$
OK	CA	OK	OK	N	P, O	$-V_{DC}/2$
OK	OK	CA	OK	P	O, N	$V_{DC}/2$
OK	OK	OK	CA	P, O	N	$0, V_{DC}/2$

4.2.5. Topologia tolerante a falhas

No que diz respeito à capacidade de tolerância a falhas do conversor, o objetivo principal neste trabalho é o de garantir o funcionamento contínuo do sistema. Mais especificamente, acionar o nível de carga em modo reconfigurado igual ao que aciona em funcionamento normal.

Após a ocorrência e detecção da avaria de um dos IGBTs num braço, a reconfiguração do sistema é realizada nas vertentes de *hardware* e *software*, tal como referido anteriormente, mediante as seguintes ações:

- Ligação do braço com avaria ao ponto neutro do conversor (*hardware*);
- Deslocamento de fase de 60° dos fasores da tensão (*software*);
- Aplicação de uma nova tabela de pesquisa para gerar os pulsos (*software*);
- Duplicação da tensão do barramento de corrente contínua (*software*).

Depois da detecção da avaria e já com a identificação do braço defeituoso, é aplicada a estratégia de reconfiguração baseada em três braços, mediante ligação do braço avariado ao ponto neutro do conversor [223]. Após a avaria, já não estão disponíveis todos os estados iniciais, pelo que apenas os estados de comutação listados na Tabela 4.9 podem ser utilizados. Como indicado nesta tabela, todos os vetores grandes e alguns dos vetores médios deixam de estar disponíveis, portanto, o valor máximo que pode ser sintetizado de \vec{V}_{ref} pelo conversor nesta situação, é menor comparativamente ao funcionamento normal.

Por outro lado, para evitar a sobremodulação, ou seja, continuar a operar na zona linear de modulação, é necessário utilizar círculo cujo raio toca na região interna do hexágono pequeno (ver Fig. 4.10) [224], utilizando-se, para isso, os vetores pequenos, pelo que é necessário definir uma nova tabela de pesquisa.

Para compensar redução do valor de \vec{V}_{ref} decorrente da perda de alguns vetores, o valor de tensão do barramento DC deve ser aumentado para o dobro. Assim, as amplitudes de todos os vetores pequenos são aumentadas para as amplitudes dos vetores grandes, utilizados antes da reconfiguração. Assim, a diagonal do hexágono pequeno, representado na Fig. 4.10 (a cor de laranja), aumenta para o dobro. Por fim, para garantir um sistema de tensões equilibrado, com base na utilização de somente duas fases, é aplicada a estratégia do deslocamento de 60° dos fasores da tensão. Após todas estas ações, o conversor funciona de forma equivalente a uma topologia de dois níveis.

Apresenta-se na Fig. 4.12, o diagrama de blocos relativo à implementação da modulação SVPWM para o processo de reconfiguração, pós-falha. Os pulsos de comando para

\vec{V}_{ref} são agora obtidos a partir de uma nova tabela de pesquisa que utiliza apenas o número do sector, o número da parte e o número do braço com defeito, como parâmetros de entrada.

Tabela 4.9. Estados de comutação disponíveis após a reconfiguração do sistema

Braço com avaria	Estados de comutação disponíveis			
	Vetores Nulos	Vetores Pequenos	Vetores Médios	Vetores Grandes
A	OOO	ONN, OON, OPO, OPP, OOP, ONO	ONP, OPN	---
B	OOO	POO, OON, NON, NOO, OOP, POP	PON, NOP	---
C	OOO	POO, PPO, OPO, NOO, NNO, ONO	NPO, PNO	---

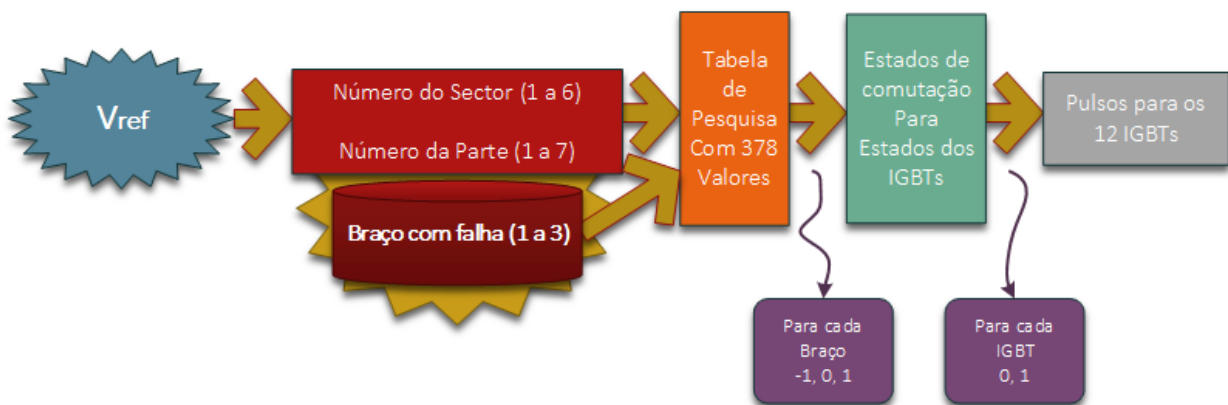


Fig. 4.12. Diagrama de implementação do SVPWM para funcionamento pós-falha.

O sistema geral do acionamento apresenta-se ilustrado na Fig. 4.13, mostrando todas as principais interdependências entre os blocos: diagnóstico, controlo (ROFC), modulação (SVPWM), sistema de ligação ao ponto neutro, conversor, alimentação e motor.

As estratégias de controlo do conversor foram simuladas previamente no ambiente *Matlab-Simulink*, e em seguida convertidas para a plataforma dSPACE. Esta plataforma permite a monitorização em tempo real de variáveis, tais como a tensão, a corrente e outros parâmetros seleccionados pelo utilizador na aplicação *ControlDesk*.

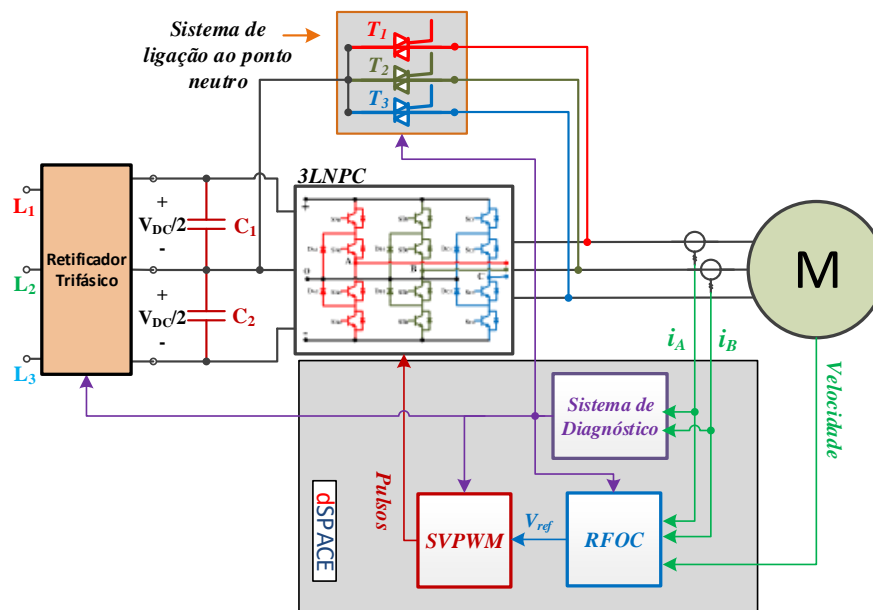


Fig. 4.13. Sistema geral do acionamento - conversor NPC e motor.

4.3. CASOS ESTUDADOS

Foram realizados vários ensaios com o conversor NPC, quer a alimentar o motor WEG IE2, quer o motor WEG IE3, no modo normal de funcionamento do conversor e na situação de pós-reconfiguração. Para ambas as condições de alimentação do motor, o nível de carga mecânica foi igual.







Para a condição de avaria de circuito aberto foi desligado o par constituído pelos IGBTs S_{A1} e S_{A2} (ver Fig. 4.7). Nos motores, foi utilizada a ligação em triângulo dos enrolamentos estáticos.

Tendo como objetivo a obtenção de uma base de comparação razoável entre os dois motores foram realizados 28 ensaios. Destes, 12 foram replicados em simulação com o propósito de determinar as potências de perdas no núcleo ferromagnético do motor. Para os ensaios experimentais foi considerada uma limitação de tensão do barramento DC, 200 V para o caso normal, e 400 V para o caso de reconfiguração.

Além das 12 simulações que replicaram alguns ensaios experimentais, foram realizadas 8 simulações para pontos de funcionamento de maior potência. Estas simulações contemplaram não só os resultados das perdas no núcleo do motor, mas também resultados de grandezas elétricas, mecânicas e térmicas.





O resumo dos ensaios experimentais realizados⁷ e das simulações dos ensaios replicados, com as respetivas condições de teste, encontra-se na Tabela 4.10. Por outro lado, o resumo dos casos simulados para os pontos de funcionamento de maior potência mecânica, e que perfazem 8 simulações, encontra-se na Tabela 4.11.

Tabela 4.10. Resumo dos ensaios experimentais e das simulações realizadas

IE2	IE3	Normal	Reconfigurado	V _{DC} (V)	Velocidade (rpm)	Binário (N.m)	Simulação FEM
✓	✓	✓		175	500	5	
✓	✓		✓	350	500	5	
✓	✓	✓		175	500	7	
✓	✓		✓	350	500	7	
✓	✓	✓		175	500	9	
✓	✓		✓	350	500	9	
✓	✓	✓		175	750	5	
✓	✓		✓	350	750	5	
✓	✓	✓		175	750	7	
✓	✓		✓	350	750	7	
✓	✓	✓		200	750	9	
✓	✓		✓	400	750	9	
✓	✓	✓		200	1000	5	
✓	✓		✓	400	1000	5	

 - Simulados

Tabela 4.11. Resumo das simulações realizadas para pontos de funcionamento extrapolados.

IE2	IE3	Normal	Reconfigurado	V _{DC} (V)	Velocidade (rpm)	Binário (N.m)	Potência mecânica	Somente simulação FEM
✓	✓	✓		566	955	20	50%	
✓	✓		✓	566	955	20	50%	
✓	✓	✓		566	1302	22	75%	
✓	✓		✓	566	1302	22	75%	

4.4. RESULTADOS

Nesta secção apresentam-se os resultados experimentais considerados mais relevantes, sendo a sua discussão coadjuvada com os resultados de simulação, promovendo uma melhor compreensão do comportamento dos motores alimentados pelo conversor NPC. Para todos os ensaios experimentais e de simulação foi realizado o processamento de dados, abrangendo

⁷ Os ficheiros utilizados para o processamento de dados experimentais foram adquiridos pelo bolsheiro Mohsen Abadi no âmbito do projecto PTDC/EEA-EEL/100156/2008.

uma grande quantidade de parâmetros. A análise de dados inclui correntes, tensões, distorções harmônicas, fatores de potência, desequilíbrios, deslizamentos, fator PDF (*active Power Distortion Factor*), rendimentos, perdas por efeito Joule, perdas no ferro e temperaturas.

Primeiramente, para mostrar o comportamento típico do conversor a funcionar no modo normal e no modo reconfigurado, apresentam-se nas Figs. 4.14 e 4.15 os resultados experimentais, correspondentes às evoluções temporais das tensões e correntes aos terminais do motor, respetivamente, para o caso do motor IE3 com uma velocidade de 750 rpm e um binário de carga de 5 N.m.

Quando o conversor opera em modo normal, a tensão de polo tem três níveis, $-V_{DC}/2$, 0 e $V_{DC}/2$, o que possibilita cinco níveis de tensão de linha, $-V_{DC}$, $-V_{DC}/2$, 0, $V_{DC}/2$ e V_{DC} , como se constata na Fig. 4.14(a). Para o caso da tensão V_{DC} de 175V corresponderá às tensões de -175V, -87.5V, 0V, 87.5V e 175V, respetivamente. Por outro lado, quando o conversor funciona em modo reconfigurado, somente os vetores pequenos são utilizados, tendo estes um módulo igual a metade do módulo dos vetores grandes, como se pode ver nas Tabelas 4.4 e 4.6. No entanto, a tensão do barramento DC foi incrementada para o dobro, o que possibilitou sintetizar novamente vetores com o módulo igual aos vetores grandes em operação normal do conversor. No modo reconfigurado, o conversor NPC passa a ter um funcionamento semelhante a um conversor de dois níveis, apresentando assim na saída as tensões de -175V, 0V e 175V, como se pode observar na Fig. 4.14(b).

As formas de onda das correntes de linha do motor, para os modos de funcionamento normal e reconfigurado, do conversor, apresentam-se nas Figs. 4.15(a) e 4.15(b), respetivamente. Com se pode observar, para o caso do conversor reconfigurado, a distorção da corrente é maior. Apesar deste aumento da distorção, as correntes mantêm-se equilibradas, garantindo a continuidade de operação do motor. Para os outros casos estudados, foram observados resultados semelhantes na corrente e que serão analisados no decorrer deste capítulo, mediante parâmetros de qualidade, tais como o desequilíbrio e a distorção harmónica total.

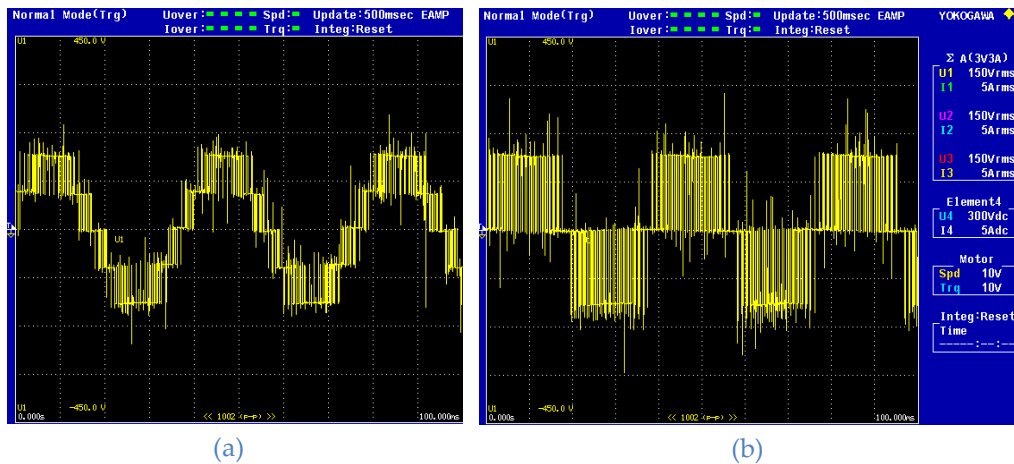


Fig. 4.14. Tensões de linha do motor para os casos do motor IE3 com velocidade de 750 rpm e binário de 5 N.m: (a) funcionamento normal do conversor; (b) funcionamento reconfigurado do conversor.

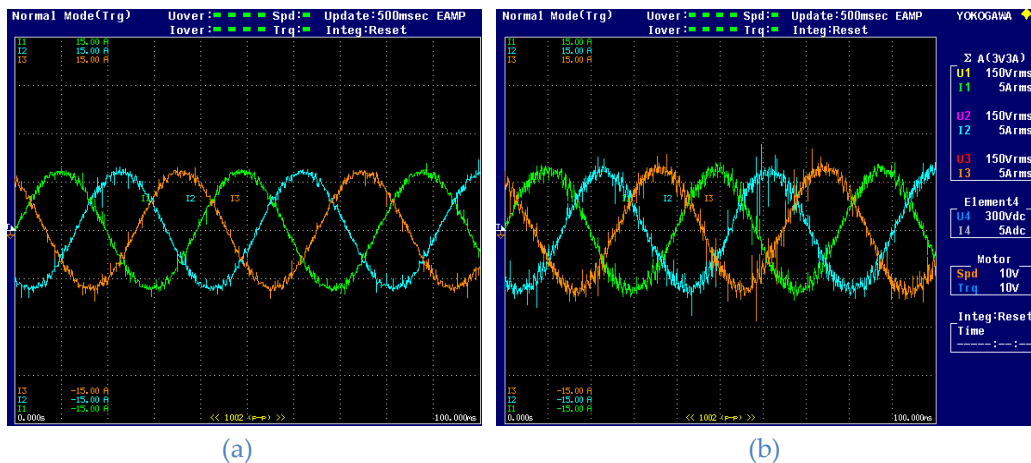


Fig. 4.15. Correntes de linha do motor para os casos do motor IE3 com velocidade de 750 rpm e binário de 5N.m: (a) funcionamento normal do conversor; (b) funcionamento reconfigurado do conversor.

Outra forma de visualizar as tensões ou correntes é mediante o vetor de *Park*, sendo um método comumente utilizado para diagnosticar avarias em máquina elétricas e conversores de eletrônica de potência [225]. As componentes do vetor de *Park* são determinadas pelas equações (4.9)⁸ e o respetivo módulo calculado pela equação (4.10). No sistema de equações (4.9), i_D e i_Q representam os valores instantâneos das componentes do vetor de *Park* segundo eixos *D* e *Q*, respetivamente, e, i_A , i_B , i_C são os valores instantâneos das

⁸ Este sistema de equações corresponde a uma transformação para um referencial estacionário (estatórico), sendo também conhecido na literatura como transformada de *Clarke* $\alpha\beta$ [197, 221].

correntes para as fases A, B e C, respetivamente. Por sua vez, na equação (4.10), $|i_p|$ é o módulo do vetor de *Park*. Para o caso das tensões, as correntes são substituídas pelas tensões.

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$|\vec{i}_p| = |i_D + ji_Q| = \sqrt{i_D^2 + i_Q^2} \quad (4.10)$$

O vetor de *Park* das tensões de polo, para o modo normal de funcionamento do conversor e para o modo reconfigurado, está representado nas Figs. 4.16(a) e 4.16(b), respetivamente. Tal como na Fig. 4.10, o hexágono representado na Fig. 4.16(a), apresenta todos os vetores de tensão, típicos do conversor de três níveis. Com a estratégia de reconfiguração aplicada no conversor, a tensão V_{DC} foi incrementada para o dobro do seu valor inicial. O aumento de V_{DC} resultou no aumento para o dobro da diagonal do hexágono a tracejado cor de laranja na Fig. 4.16(a), assumindo, assim, que os vetores pequenos passam a ter o dobro do seu módulo inicial. No final, obteve-se uma representação do vetor de *Park* das tensões, típica de um conversor de eletrónica de potência de dois níveis, como se pode observar na Fig. 4.16 (b). O vetor de *Park* das correntes, para os modos de funcionamento normal e reconfigurado, está representado nas Figs. 4.17(a) e 4.17(b), respetivamente. Com se pode observar, para o caso do conversor reconfigurado, a distorção da circunferência é maior.

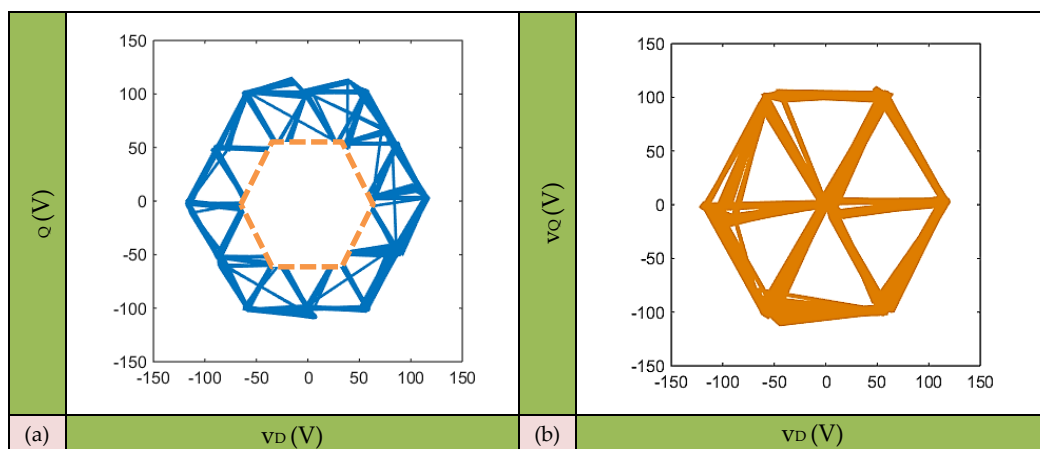


Fig. 4.16. Vetor de *Park* das tensões de polo para os casos do motor IE3 com velocidade de 750 rpm e binário de 5 N.m: (a) funcionamento normal do conversor; (b) funcionamento reconfigurado do conversor.

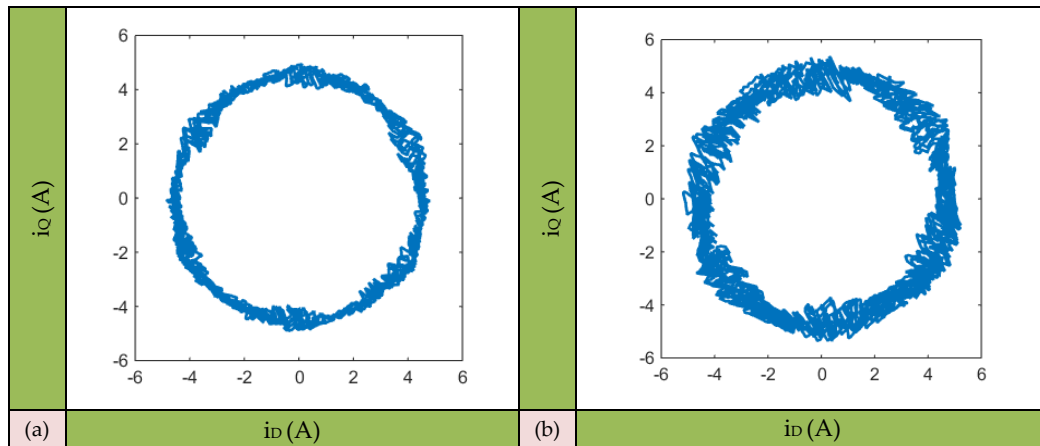


Fig. 4.17. Vetor de Park das correntes de linha para os casos do motor IE3 com velocidade de 750 rpm e binário de 5N.m: (a) funcionamento normal do conversor; (b) funcionamento reconfigurado do conversor.

4.4.1. Grandezas elétricas

Apresentam-se, de seguida, alguns resultados obtidos experimentalmente, referentes aos motores IE2 e IE3 alimentados pelo conversor NPC, quer no modo de funcionamento normal quer no modo reconfigurado.

Os valores dos parâmetros a seguir apresentados, THD, desequilíbrio e PDF, foram primeiramente determinados individualmente para cada caso e, posteriormente, realizou-se a média aritmética destes valores para cada motor e modo de funcionamento do conversor. A média foi determinada pela equação (4.11), em que M_A é a média, n o número total de casos considerados e h_i um dos parâmetros acima referidos para o caso i .

Nas Figs. 4.18 e 4.19 apresentam-se os resultados da THD média e o desequilíbrio médio das correntes e tensões de linha do motor, sendo os valores da THD e dos desequilíbrios calculados pelas equações (4.12) e (4.13), respetivamente. Nestas equações, G representa a tensão ou a corrente (V ou I), G_1 o valor eficaz da componente fundamental de G , G_n o valor eficaz da componente de ordem n de G e, $|G^-|$ e $|G^+|$ os módulos dos fasores correspondentes às componentes de sequência negativa e positiva de G , respetivamente [226, 227]. Note-se que (4.13) é a aplicação da definição de desequilíbrio apresentada na secção 2.3.1. As componentes simétricas (positiva (+), negativa (-) e homopolar (0)), advém do teorema de Fortescue e foram determinadas pelo sistema (4.14), em que a é um operador complexo [228].

Como se pode observar, para os casos em que os motores foram alimentados pelo conversor em modo reconfigurado, a distorção harmónica aumentou, cinco pontos percentuais na corrente e trinta e oito pontos percentuais na tensão. O aumento resultou do facto do conversor ter passado a operar em dois níveis. A distorção da corrente é menor devido ao efeito de filtragem/amortecimento dos enrolamentos dos motores. Por sua vez, os desequilíbrios das correntes e das tensões aumentaram, ainda assim, para valores relativamente baixos, inferiores a 2%. Verificou-se também, que para ambos os motores, os valores destes parâmetros são semelhantes

$$M_A = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n h_i \quad (4.11)$$

$$THD_G(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} G_n^2}}{G_1} * 100\% \quad (4.12)$$

$$Des. G(\%) = \frac{|G^-|}{|G^+|} * 100\% \quad (4.13)$$

$$\begin{bmatrix} G^0 \\ G^+ \\ G^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_a \\ G_b \\ G_c \end{bmatrix}, \text{ em que } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.14)$$

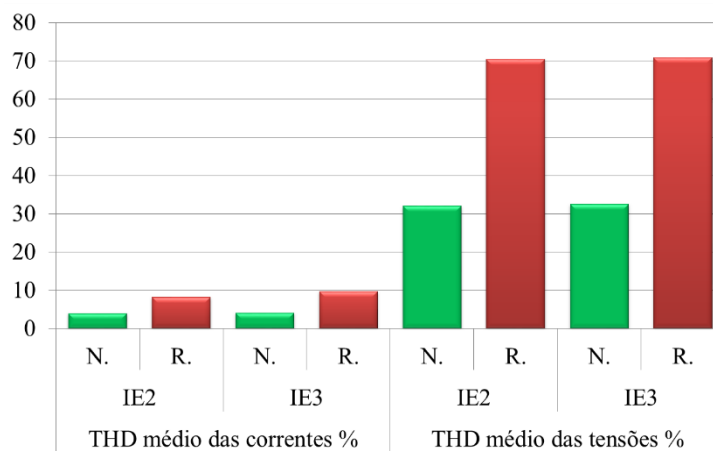


Fig. 4.18. Média aritmética da THD das correntes e tensões de linha do motor para os modos de funcionamento normal e reconfigurado do conversor.

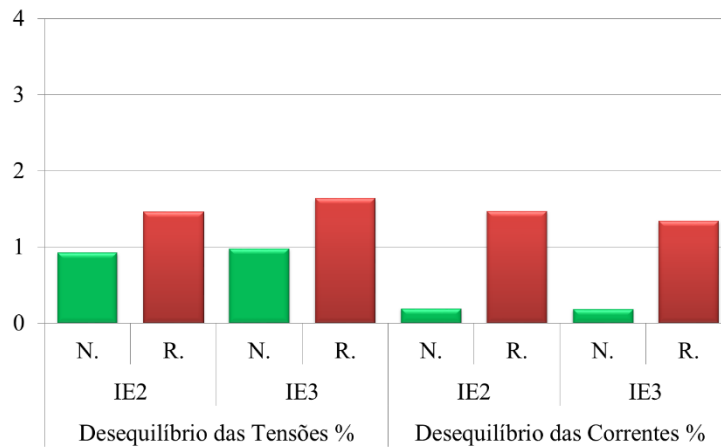


Fig. 4.19. Média aritmética dos desequilíbrios das correntes e tensões de linha do motor para os modos de funcionamento normal e reconfigurado do conversor.

O *PDF* é um índice de qualidade que avalia a distorção da potência ativa, calculado através da equação (4.15) [229]. Nesta equação, P_n é a potência ativa atribuída a cada uma das componentes harmônicas de ordem n e P_1 a potência ativa atribuída à componente fundamental. Este índice foi aplicado à potência ativa dissipada na parte resistiva dos enrolamentos dos motores, através da equação (4.16). Nesta equação, I_{fM_1} é o valor eficaz médio das correntes de fase do motor referente à componente fundamental, I_{fM_h} o valor eficaz médio das correntes de fase do motor atribuído às componentes harmônicas e R_{fM} a resistência média dos enrolamentos do estator.

Como se pode observar na Fig. 4.20, o fator *PDF* é maior para os casos em que os motores são alimentados pelo conversor em modo reconfigurado, apresentando valores semelhantes para ambos os motores. Isso significa que há aumento de perdas por efeito Joule nos enrolamentos motores, para o modo reconfigurado, devido às componentes harmônicas na corrente.

$$PDF = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1} \cdot 100\% \quad (4.15)$$

$$PDF = \frac{R_{fM} \cdot I_{fM_h}^2}{R_{fM} \cdot I_{fM_1}^2} = \frac{I_{fM_h}^2}{I_{fM_1}^2} \quad (4.16)$$

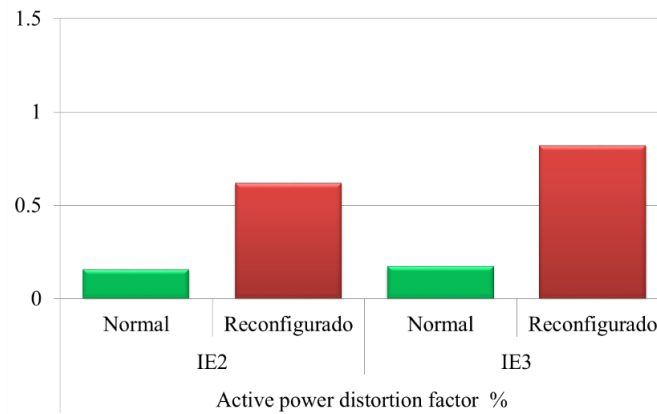


Fig. 4.20. Média aritmética do *PDF* para os modos de funcionamento normal e reconfigurado do conversor.

No gráfico de barras da Fig. 4.21 estão representados os valores eficazes das componentes fundamentais das tensões, aplicadas aos motores IE2 e IE3. Estes resultados referem-se às condições em que o conversor funciona nos modos normal e reconfigurado, para os casos de 9 N.m a 500 rpm, 9 N.m a 750 rpm e 5 N.m a 1000 rpm. Como se pode constatar, quando o conversor funciona em modo reconfigurado, a tensão fundamental que alimenta os motores é ligeiramente inferior, o que conduz a um valor inferior de fluxo magnético gerado no estator.

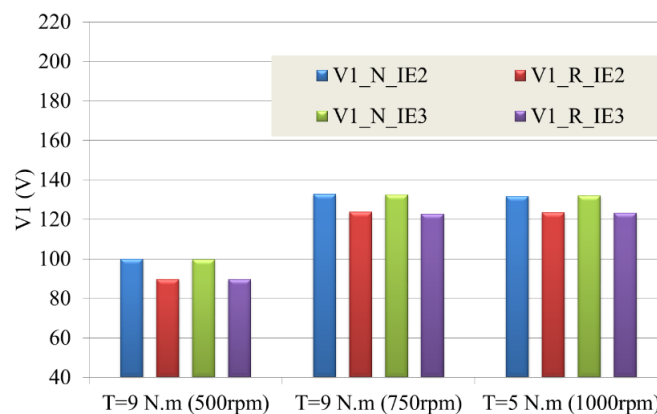
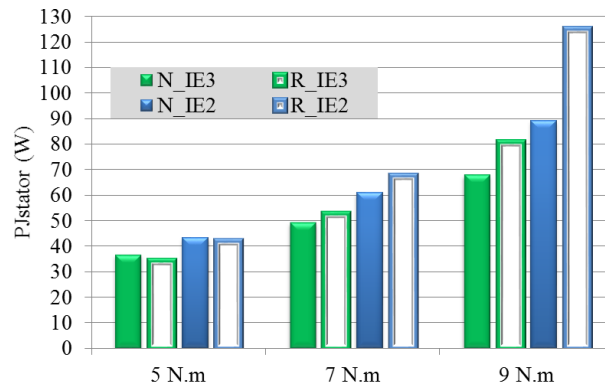


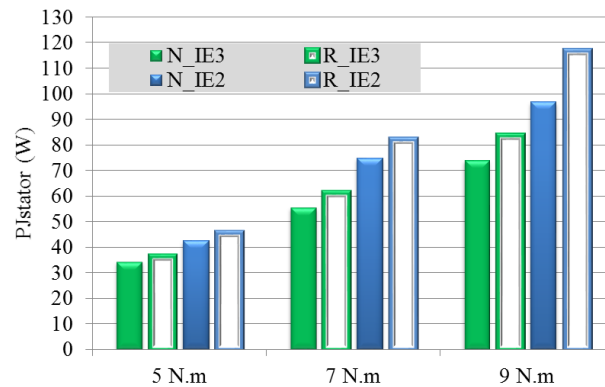
Fig. 4.21. Valor eficaz da componente fundamental da tensão aos terminais dos motores IE2 e IE3, nos regimes de carga 9 N.m a 500 rpm, 9 N.m a 750 rpm e 5 N.m a 1000 rpm, alimentados pelo conversor nos modos de funcionamento normal e reconfigurado.

As potências de perdas por efeito Joule nos enrolamentos do estator de ambos os motores para todos os casos estão apresentadas nas Figs. 4.22(a), (b) e (c) para as velocidades de 500 rpm, 750 rpm e 1000 rpm, respetivamente. Da observação destes resultados, é,

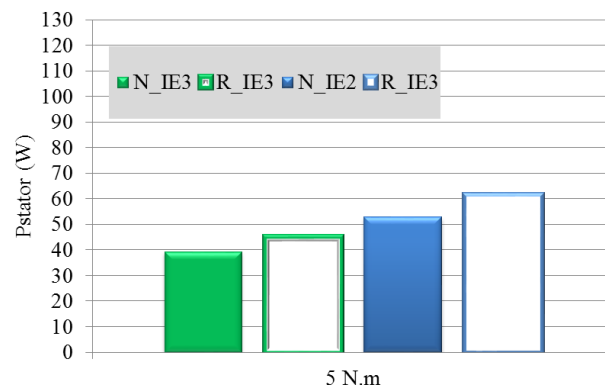
claramente, visível que para os casos em que os motores foram alimentados com o conversor em modo reconfigurado as perdas foram maiores. Além disso, constata-se que o motor IE2 tem perdas superiores, tal como esperado, dada a sua classe de eficiência.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.22. Potência de perdas por efeito Joule nos enrolamentos do estator para as situações do conversor a funcionar em modo normal e em modo reconfigurado com os motores IE2 e IE3: (a) 500 rpm; (b) 750 rpm; (c) 1000 rpm.

Para contornar o problema experimental na determinação das perdas no núcleo ferromagnético dos motores foram realizadas simulações baseadas em FEM. Os casos experimentais replicados em simulação foram os seguintes: 9 N.m a 500 rpm, 9 N.m a 750 rpm e 5 N.m a 1000 rpm, para ambos os motores. As potências de perdas no ferro do estator, resultantes destas simulações, apresentam-se no gráfico de barras da Fig. 4.23. Como se pode observar, para todos os casos em que o motor foi alimentado com o conversor reconfigurado, as perdas no ferro foram ligeiramente maiores.

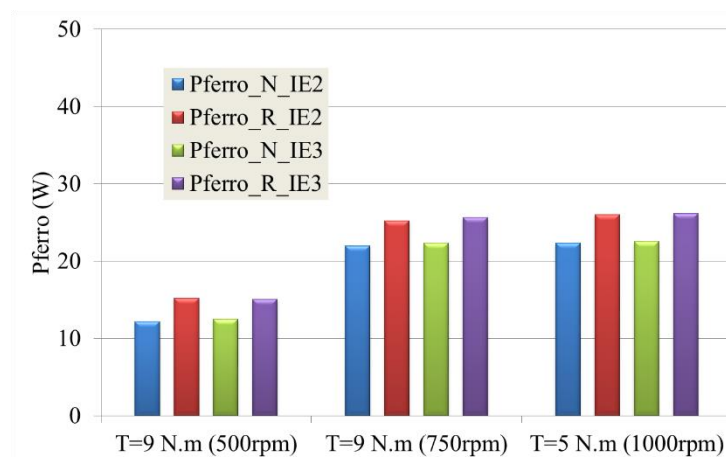


Fig. 4.23. Potência de perdas no ferro do estator, dos motores IE e IE3, para as situações do conversor a operar em modo normal e em modo reconfigurado, para os casos de 9 N.m a 500 rpm, 9 N.m a 750 rpm e 5 N.m a 1000 rpm.

4.4.2. Grandezas mecânicas e rendimento

Uma característica importante de uma reconfiguração bem-sucedida é a que permite fornecer ao motor uma alimentação apropriada para acionar a mesma carga mecânica após a ocorrência da avaria.

A título ilustrativo, apresentam-se nas Figs. 4.24 e 4.25 as curvas da velocidade e do binário de carga do motor IE2, relativas aos casos em que o motor aciona uma carga de 9 N.m, com uma velocidade de 750 rpm, com o conversor nos modos de funcionamento normal e reconfigurado, respetivamente. Adicionalmente, mostra-se o valor do deslizamento para a situação de regime permanente do motor. De forma análoga, apresentam-se nas Figs. 4.26 e 4.27, as curvas da velocidade e do binário de carga, relativas aos ensaios do motor IE3, para as mesmas condições, anteriormente aludidas, para o motor IE2.

Como mostram estes resultados, a velocidade do motor e o binário de carga mantêm-se idênticos nos dois modos de operação do conversor e para ambos os motores, tendo-se verificado o mesmo comportamento para os restantes casos.

No entanto, apesar da saída mecânica se manter semelhante para ambos os modos de funcionamento do conversor, o deslizamento do motor alimentado pelo conversor reconfigurado é maior, como indicado nas Figs. 4.24 a 4.27. Em média, o deslizamento aumentou 27% e 33% nos motores IE3 e IE2, respetivamente, quando alimentados pelo conversor reconfigurado, face ao modo de funcionamento normal. Este aumento de deslizamento conduziu, naturalmente, a um aumento da taxa de fluxo magnético no rotor, e, conseqüentemente, a perdas por efeito Joule e no ferro, maiores.

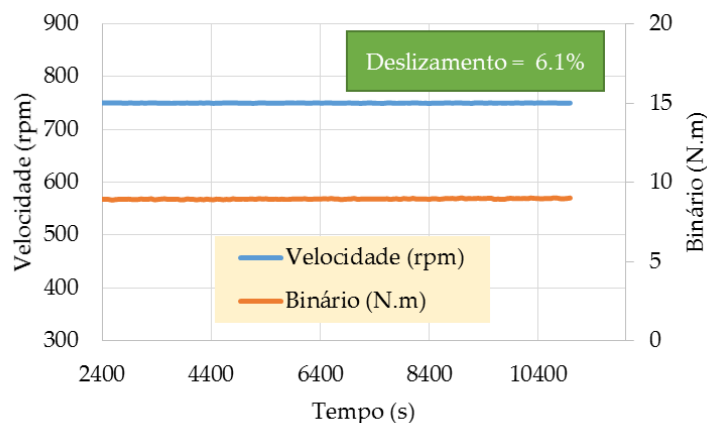


Fig. 4.24. Velocidade, binário de carga e informação do deslizamento para o caso do motor IE2 a acionar uma carga de 9 N.m à velocidade de 750 rpm, e o conversor em modo normal de funcionamento.

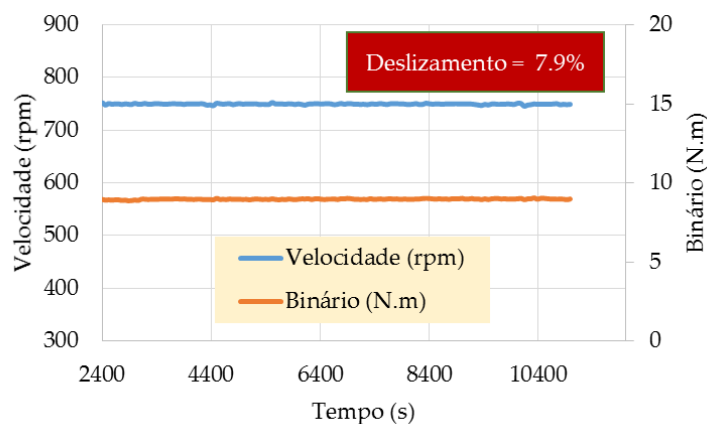


Fig. 4.25. Velocidade, binário de carga e informação do deslizamento para o caso do motor IE2 a acionar uma carga de 9 N.m à velocidade de 750 rpm, e o conversor em modo reconfigurado de funcionamento.

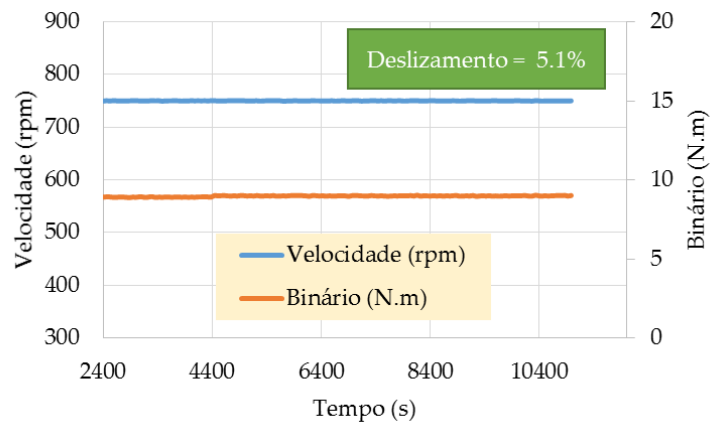


Fig. 4.26. Velocidade, binário de carga e informação do deslizamento para o caso do motor IE3 a acionar uma carga de 9 N.m à velocidade de 750 rpm, e o conversor em modo normal de funcionamento.

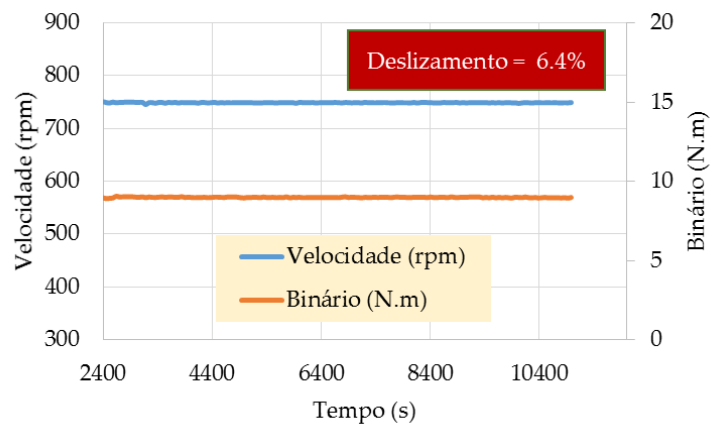
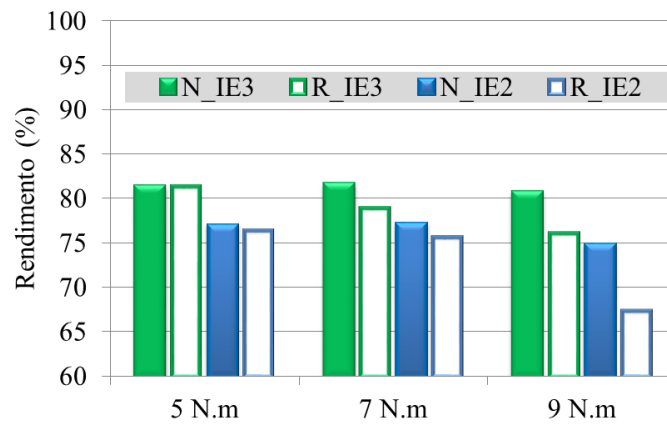
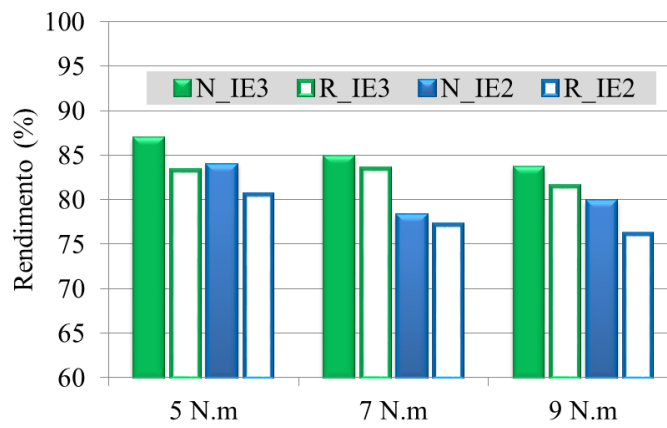


Fig. 4.27. Velocidade, binário de carga e informação do deslizamento para o caso do motor IE3 a acionar uma carga de 9 N.m à velocidade de 750 rpm, e o conversor em modo reconfigurado de funcionamento.

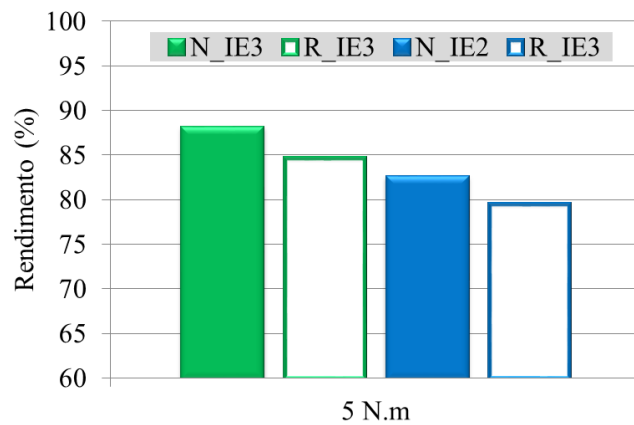
O rendimento de ambos os motores, para todos os casos analisados, é apresentado nas Figs. 4.28(a), (b) e (c) para as velocidades de 500 rpm, 750 rpm e 1000 rpm, respetivamente. De acordo com o que se havia verificado para as perdas, constata-se que para os casos em que os motores foram alimentados com o conversor em modo reconfigurado, os seus rendimentos foram menores. A título exemplificativo, para o caso em que a carga mecânica é de 9 N.m e a velocidade de 750 rpm, os rendimentos diminuíram cerca de 2% e 4%, para os motores IE3 e IE2, respetivamente.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.28. Rendimento dos motores IE2 e IE3 para os casos do conversor a operar nos modos normal e reconfigurado, com as cargas de 5 N.m, 7 N.m e 9 N.m à velocidade de: (a) 500 rpm; (b) 750 rpm; (c) 1000 rpm.

4.4.3. Grandezas térmicas

A título exemplificativo, na Fig. 4.29 encontram-se representadas as evoluções das temperaturas obtidas no motor IE3 e a temperatura ambiente onde se realizou o teste. O caso apresentado é referente ao motor com uma carga de 9 N.m e uma velocidade de 750 rpm, quando alimentado pelo conversor NPC em funcionamento normal. Em todos os testes térmicos, a temperatura do ambiente, circundante do motor em teste, foi registada para ser tomada como referência.

Como se pode observar nestes resultados, estas curvas têm um comportamento similar a um circuito elétrico RC paralelo, alimentado por uma fonte de corrente, representando C o calor acumulado no corpo (relacionado com a capacidade térmica anteriormente referida no capítulo 3) e R a transferência de calor do corpo através de radiação, condução e convecção. A constante de tempo térmica $\tau=RC$, é importante pois limita o tempo de funcionamento da máquina com um determinado nível de perdas e determinadas condições de refrigeração [37].

Na Fig. 4.30, são representadas as curvas de evolução das temperaturas relativas aos sensores colocados nos enrolamentos do estator (S3)⁹, no núcleo do rotor (R3) e na superfície exterior do núcleo do estator, subtraídas da temperatura ambiente. Estas curvas são referentes ao mesmo ponto de operação considerado nos resultados da Fig. 4.29, para os modos de funcionamento normal e reconfigurado do conversor. Como se pode observar, para o caso do conversor em funcionamento reconfigurado a temperatura no motor é maior, o que está de acordo com os resultados das potências de perdas.

De todos os resultados térmicos obtidos é particularmente importante analisar a temperatura nos enrolamentos do estator, uma vez que a vida útil do isolamento do enrolamentos depende da temperatura a que o motor opera. Como referido anteriormente, um aumento de alguns graus na temperatura pode levar a uma diminuição de vários anos de vida útil do sistema de isolamento, e, portanto, do motor. A sobrelevação média de temperatura nas cabeças das bobinas do estator para todos os casos está apresentada nas Figs. 4.31(a), (b) e (c) para as velocidades de 500 rpm, 750 rpm e 1000 rpm, respetivamente. Como se pode observar, para os casos em que o motor foi alimentado pelo conversor em modo

⁹ A localização dos sensores pode ser vista nas Figs. 3.21 e 3.22 do capítulo 3.

reconfigurado, as sobrelevações de temperatura nas cabeças das bobinas foram maiores. Por exemplo, para o caso do motor com a carga de 9 N.m à velocidade de 750 rpm, as temperaturas aumentaram cerca de 5 °C e 7 °C, para os motores IE3 e IE2, respetivamente, estando em conformidade com os resultados do rendimento.

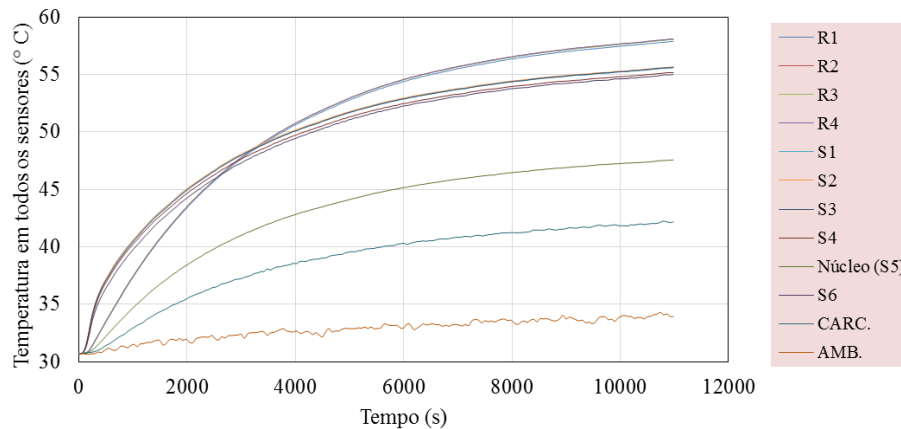


Fig. 4.29. Evolução da temperatura em todos os sensores para o caso do conversor a operar em modo normal, com o motor IE3 acoplado a uma carga de 9 N.m à velocidade de 750 rpm.

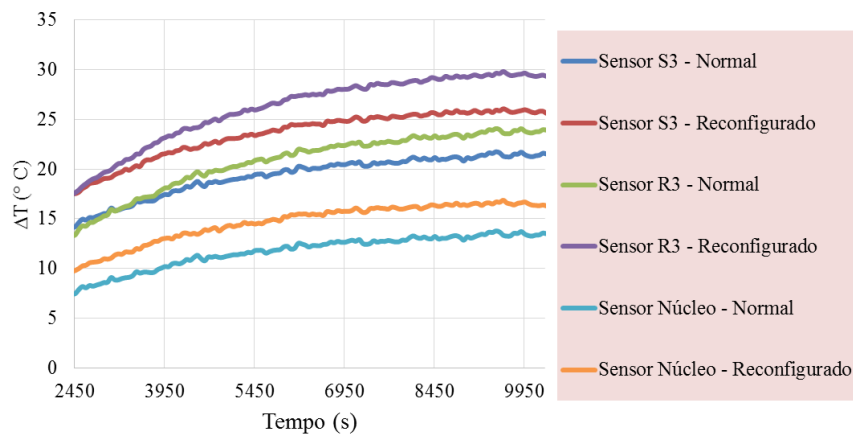
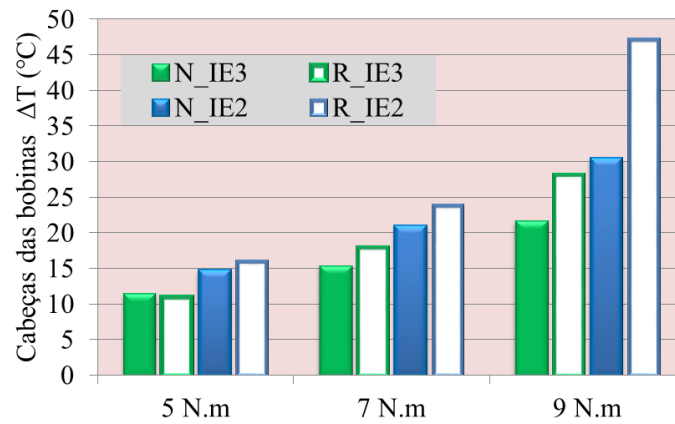
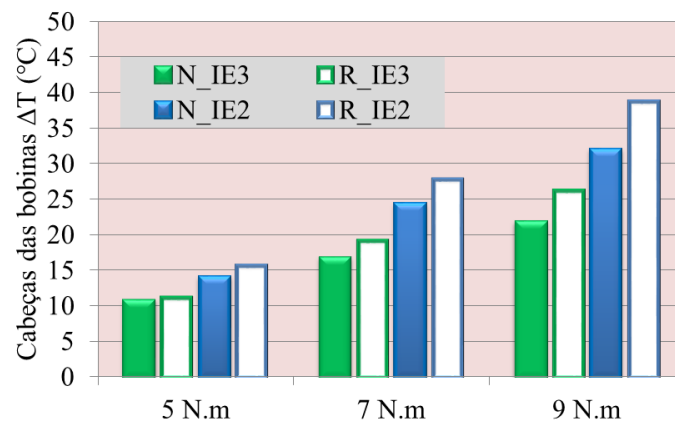


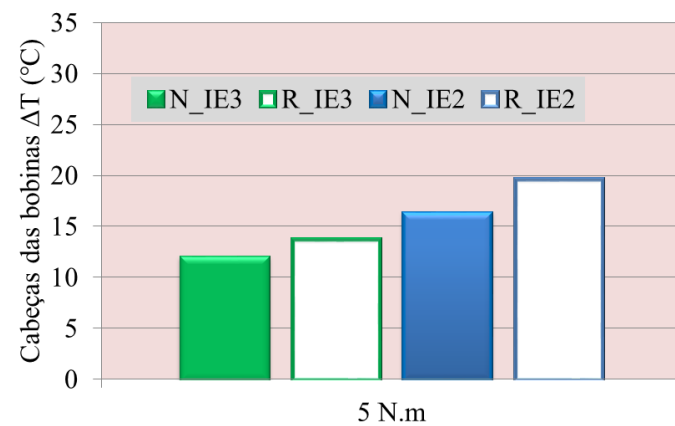
Fig. 4.30. Evolução da sobrelevação de temperatura no sensor do estator (S3), no sensor do rotor (R3) e no sensor do núcleo do estator, para os casos do conversor em modo normal e em modo reconfigurado, com o motor IE3 acoplado a uma carga de 9 N.m à velocidade de 750 rpm.



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.31. Sobrelevação da temperatura média nas cabeças das bobinas do estator, para as situações do conversor funcionar nos modos normal e reconfigurado, para os casos dos motores IE2 e IE3, com as cargas de 5 N.m, 7 N.m e 9 N.m à velocidade de: (a) 500 rpm; (b) 750 rpm; (c) 1000 rpm.

Relativamente ao rotor, a título exemplificativo, nas Figs. 4.32(a), (b) e (c), apresentam-se as sobrelevações médias das temperaturas no rotor, para os casos dos motores IE2 e IE3 com 7 N.m à velocidade de 500 rpm, 7 N.m à velocidade de 750 rpm, e 5 N.m à velocidade de

1000 rpm, respetivamente. Como se pode verificar, para os casos em que os motores foram alimentados pelo conversor reconfigurado, a sobrelevação de temperatura foi maior. Esta tendência foi verificada para os restantes casos, o que está em concordância com o aumento de deslizamento e consequentemente aumento de perdas no rotor.

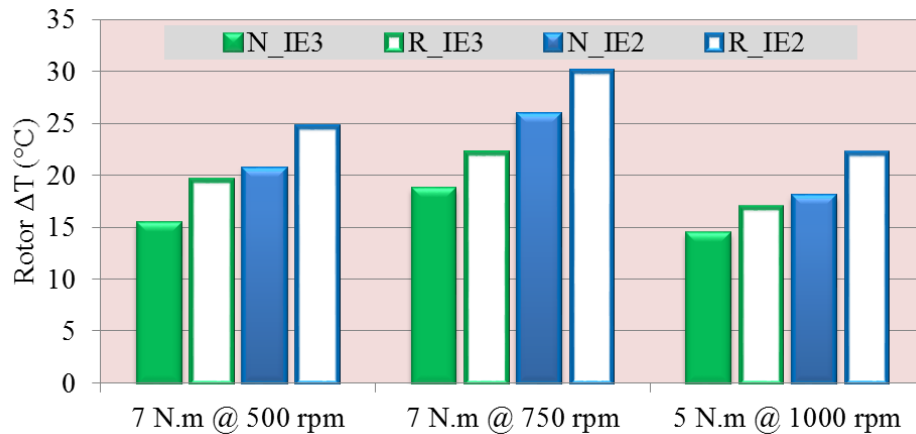


Fig. 4.32. Sobrelevação da temperatura média no rotor, para as situações do conversor funcionar nos modos normal e reconfigurado, para os casos dos motores IE2 e IE3 , com 5 N.m à velocidade de 1000 rpm e 7 N.m de carga com as velocidades de 500 rpm e 750 rpm.

4.4.4. Correlação de parâmetros

Para compreender melhor a interdependência que existe entre os parâmetros e as grandezas, foram determinados vários coeficientes de correlação produto-momento de Pearson, um método estatístico amplamente utilizado [230, 231]. O coeficiente é dado pela equação (4.17), em que X e Y são as variáveis, cov significa covariância, σ_x o desvio padrão de X e σ_y o desvio padrão de Y . Na Tabela 4.12, apresentam-se os vários coeficientes calculados, tendo em consideração todos os ensaios experimentais indicados na Tabela 4.10.

$$\rho_{x,y} = \frac{cov(X,Y)}{\sigma_x \cdot \sigma_y} \quad (4.17)$$

Tabela 4.12. Coeficientes de correlação produto-momento de Pearson

ρ	Binário	V1	Vtotal	THD V	Des. V	Irms médio	THD I	Des. I	Deslizamento	ΔT estator	ΔT rotor	Rend. NPC	Rend. Motor	Rend. Global
Binário	100%													
V1	-5%	100%												
Vtotal	-4%	71%	00%											
THD V	6%	-62%	1%	100%										
Des. V	5%	-40%	25%	90%	100%									
Irms médio	94%	5%	18%	17%	20%	100%								
THD I	-26%	-19%	41%	73%	90%	-8%	100%							
Des. I	-18%	-32%	34%	81%	90%	0%	92%	100%						
Deslizamento	76%	28%	-2%	43%	33%	86%	2%	19%	100%					
Pf _{erro}	-51%	78%	100%	1%	22%	-33%	57%	45%	-50%					
ΔT estator	80%	10%	9%	25%	18%	90%	-10%	8%	95%	100%				
ΔT rotor	80%	-3%	19%	27%	23%	92%	-3%	12%	94%	99%	100%			
Rend. NPC	22%	30%	0%	-93%	-83%	14%	-77%	-83%	-13%	4%	3%	100%		
Rend. Motor	-46%	60%	37%	-49%	-26%	-49%	3%	-21%	-79%	-75%	-69%	31%	100%	
Rend. Global	-15%	74%	23%	-87%	-67%	-23%	-45%	-64%	-57%	-45%	-42%	80%	82%	100%

Tendo como base a Tabela 4.12 podem-se tecer alguns comentários, começando pelas variações das temperaturas no rotor e no estator. Observa-se que estas têm uma correlação positiva muito forte¹⁰ com o deslizamento e o valor eficaz da corrente do motor, e positiva forte com o binário. Além da correlação negativa, evidente, do rendimento do motor com a temperatura, pode-se destacar a correlação negativa forte com o deslizamento, negativa quase moderada com a distorção harmónica da tensão e positiva moderada com o valor da tensão fundamental. Confirma-se, portanto, que o aumento da distorção harmónica na tensão leva ao aumento de perdas no motor e que é importante manter o deslizamento do motor baixo, para evitar o aumento de temperatura para valores significativos e a inerente diminuição do seu rendimento.

Como apresentado anteriormente, nas situações em que o motor é alimentado pelo conversor em modo reconfigurado, o seu rendimento é menor e o valor eficaz da componente fundamental da tensão também é menor. Os desequilíbrios da tensão e da corrente aumentam ligeiramente, e a THD das tensões e correntes de alimentação do motor também aumentam. Tomando todos estes valores em consideração, pode deduzir-se a seguinte análise, para os resultados obtidos:

Quando o motor é alimentado pelo conversor em modo reconfigurado, o valor eficaz da componente fundamental da tensão é menor, relativamente ao modo de funcionamento normal do conversor, o que poderá levar a uma diminuição do binário eletromagnético. Por conseguinte, para compensar a perda de binário naquele ponto de deslizamento, o controlador aumenta a frequência da tensão de saída. Nesse momento, o motor passa desenvolver um binário eletromagnético capaz de acionar a mesma carga com uma velocidade igual à do período anterior à ocorrência da avaria, mas que resulta, no entanto, num aumento de deslizamento, e por conseguinte num aumento de perdas e temperatura no motor.

Os resultados apresentados na secção 4.4.1, sobre os desequilíbrios, sugerem um aumento da componente de sequência negativa da tensão e da corrente de alimentação, para os casos em que os motores são alimentados pelo conversor no modo reconfigurado. Para os casos apresentados, os valores dos desequilíbrios situaram-se relativamente baixos, inferiores

¹⁰ Foram considerados os seguintes termos: correlação moderada ($151\% \leq \rho_{X,Y} < 170\%$); correlação forte ($171\% \leq \rho_{X,Y} < 190\%$); correlação muito forte ($\rho_{X,Y} \geq 190\%$).

a 2%. Ainda assim, o aumento das componentes de sequência negativa é indesejável, pois nesta situação, surge um campo magnético girante com um sentido de rotação oposto ao da velocidade do rotor (binário negativo), contribuindo para o aumento do deslizamento. Adicionalmente, poderá também conduzir ao aparecimento de vibrações, favorecendo a diminuição da vida útil dos rolamentos e de outros componentes mecânicos.

4.4.5. Extrapolação do modelo para outros pontos de funcionamento

Nesta secção apresentam-se os resultados de simulação, sobre o comportamento dos motores IE2 e IE3, em pontos de operação extrapolados para uma potência mecânica superior, comparativamente aos que foram considerados nos ensaios experimentais. O resumo dos casos extrapolados pode ser visto na Tabela 4.11 da secção 4.3. Resumidamente, os casos extrapolados consistem na simulação dos motores IE2 e IE3 com dois níveis de carga mecânica, 50% e 75%, alimentados pelo conversor a funcionar nos modos normal e reconfigurado. As simulações foram realizadas mediante o acoplamento *Simulink-Flux* descrito em 3.2.1.5, com um passo de integração igual ao utilizado nos ensaios experimentais, com o valor de $35e-6$ s.

Primeiramente, é conveniente enfatizar que o modo de reconfiguração do conversor corresponde a um estado de emergência, garantindo o acionamento da carga até que se realize uma intervenção técnica. Ademais, o conversor em modo de reconfiguração deve fornecer uma alimentação que não cause ao motor efeitos nefastos, como por exemplo, o aumento excessivo de temperatura. Desta forma, fica para segundo plano a afinação do controlo para garantir o rendimento global máximo do sistema.

Um aspeto complementar nos ensaios experimentais foi o de fazer com que valor da componente fundamental da tensão de alimentação dos motores, quer no modo normal, quer no modo reconfigurado do conversor, apresenta-se valores iguais ou próximos. Para tal, foi utilizado um voltímetro e verificado no seu visor o valor da tensão.

No pós-processamento dos dados das tensões, provenientes dos ficheiros guardados pela plataforma dSPACE, através de uma ferramenta desenvolvida em *Matlab* que implementa a FFT, foram determinados com grande precisão os valores das componentes fundamentais

da tensão. Verificou-se que para os casos de modo reconfigurado do conversor, a componente fundamental teve uma amplitude ligeiramente inferior, como se pode ver na Fig. 4.21. O valor médio do erro foi de 7%. Este pequeno desvio, teve provavelmente origem num erro de medição, devido à alta distorção da forma de onda de tensão de alimentação, com o conversor a funcionar em modo reconfigurado. Para os casos extrapolados, ajustou-se com grande precisão os valores das componentes fundamentais da tensão, para ambos os modos de funcionamento do conversor o erro foi inferior 1%.

Seguidamente, são apresentados os resultados relativos às simulações dos casos extrapolados. A título de exemplo, apresentam-se nas Figs. 4.33 e 4.34, os resultados de simulação referentes às evoluções temporais das tensões e correntes linha do motor IE3, respetivamente. Nestas figuras, (a) representa o modo de funcionamento normal do conversor e (b) o seu modo de funcionamento reconfigurado. À semelhança dos resultados experimentais da tensão apresentados na Fig. 4.14, a forma de onda da tensão para o caso de simulação na Fig. 4.33(a), apresenta cinco níveis de tensão, enquanto no caso do conversor reconfigurado, Fig. 4.33(b), apresenta três níveis de tensão. A diferença da qualidade das formas de onda da tensão para dois modos de funcionamento do conversor, reflete-se nas correntes do motor. Como se pode observar na Fig. 4.34, as correntes de linha do motor apresentam uma maior distorção para a situação em que o motor é alimentado pelo conversor em modo reconfigurado.

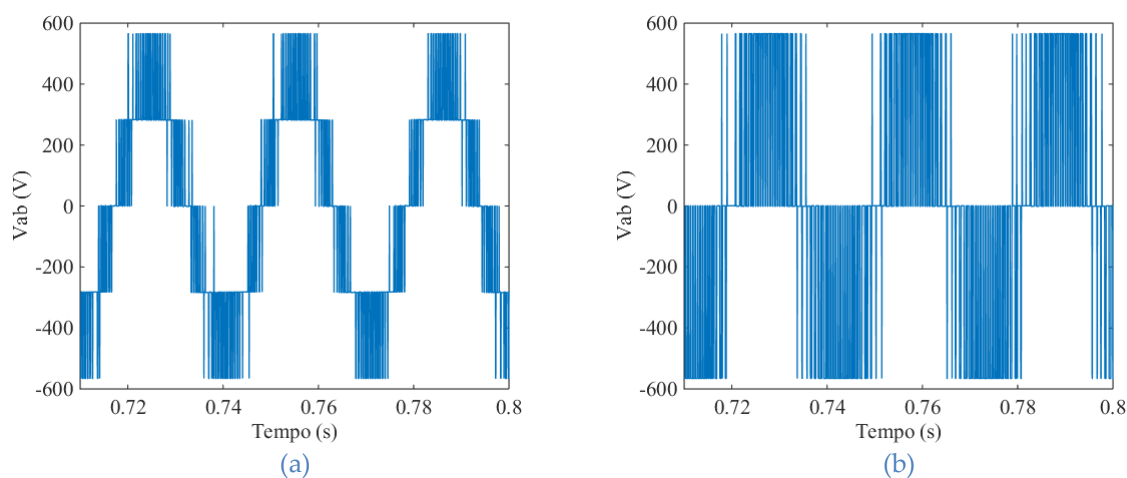


Fig. 4.33. Tensões de linha do motor para os casos extrapolados do motor IE3, com uma carga de 50% do valor nominal: (a) funcionamento normal do conversor; (b) funcionamento reconfigurado do conversor.

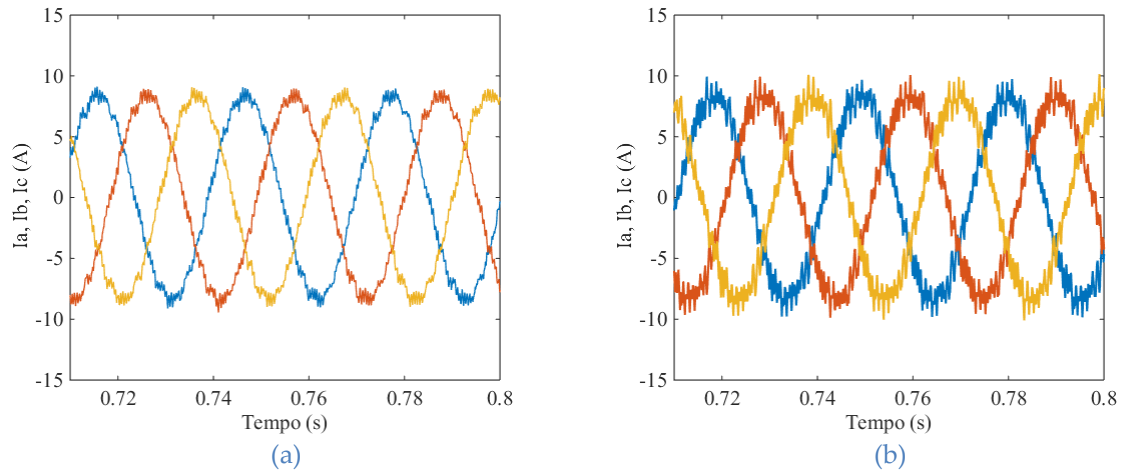


Fig. 4.34. Correntes de linha do motor para os casos extrapolados do motor IE3 com uma carga de 50% do valor nominal: (a) funcionamento normal do conversor; (b) funcionamento reconfigurado do conversor.

Nas Figs. 4.35 e 4.36 apresentam-se os resultados da THD das tensões e correntes de linha da alimentação do motor, respetivamente. Como se pode observar, para os casos em que os motores são alimentados com o conversor em modo reconfigurado, a THD das tensões e das correntes são superiores.

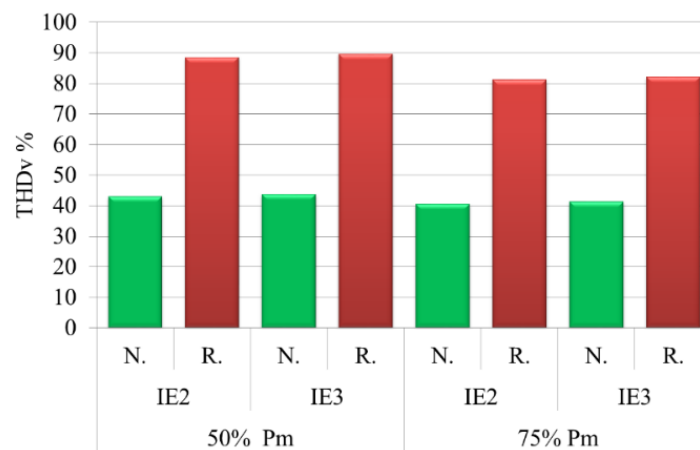


Fig. 4.35. THD das tensões de linha da alimentação para os casos extrapolados.

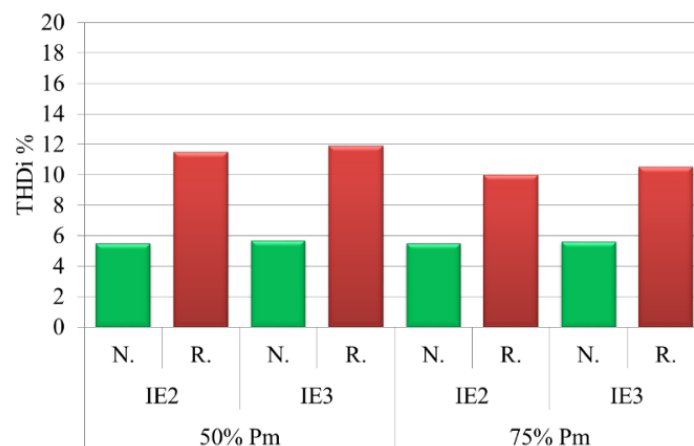


Fig. 4.36. THD das correntes da linha de alimentação para os casos extrapolados.

Para os casos extrapolados, à semelhança do que se tinha verificado nos resultados experimentais, quando o motor é alimentado pelo conversor a operar em modo reconfigurado, o valor das potências de perdas por efeito Joule no estator, e no ferro são maiores, como se pode visualizar no gráfico de barras da Fig. 4.37. Verifica-se que ocorreu um aumento médio, semelhante em ambos os motores, de cerca de 1.2% nas perdas por efeito Joule e cerca de 24% nas perdas no ferro. O aumento destas perdas nos motores, relativas às condições de alimentação impostas pelo conversor reconfigurado, levou a uma redução média de dois pontos percentuais nos seus rendimentos, representados na Fig. 4.38.

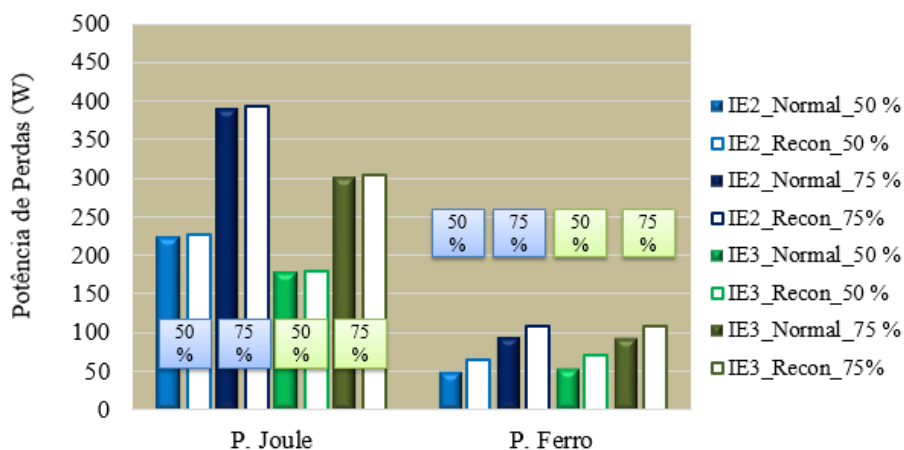


Fig. 4.37. Potência de perdas por efeito Joule nos enrolamentos do estator e perdas no núcleo do estator, para os casos extrapolados.

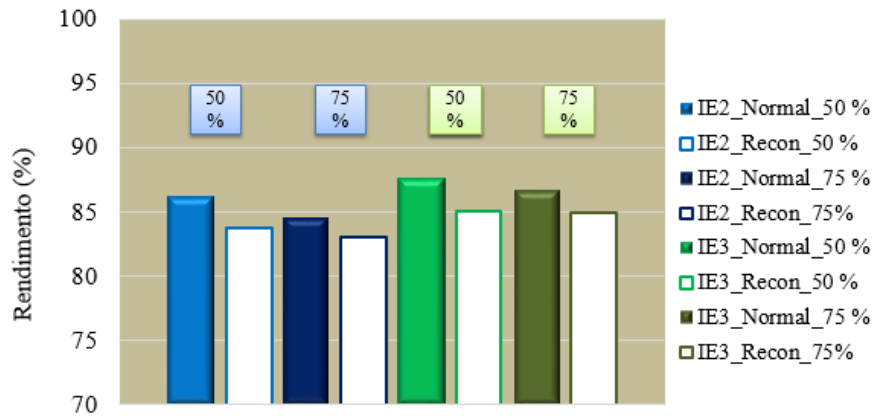


Fig. 4.38. Rendimento dos motores IE2 e IE3 para os casos extrapolados.

Na Fig. 4.39, apresentam-se os valores de deslizamento dos motores. Como se pode verificar, os valores dos deslizamentos para cada motor mantiveram-se idênticos em ambos os modos de operação do conversor. Além disso, estes resultados mostram que o motor IE2 teve perdas por efeito Joule maiores, rendimentos inferiores e deslizamentos maiores, comparativamente ao motor IE3, a funcionar nas mesmas condições.

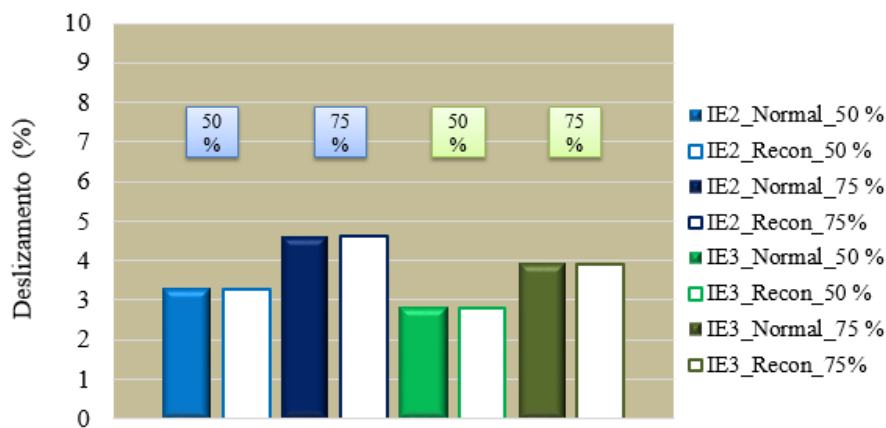


Fig. 4.39. Deslizamento dos motores IE2 e IE3 para os casos extrapolados.

Após apresentação dos resultados, é importante discutir, agora, dois pontos relevantes. No primeiro ponto, analisa-se a razão para o aumento de perdas no núcleo ferromagnético, quando o motor é alimentado pelo conversor reconfigurado. No segundo ponto, examina-se o motivo pelo qual o deslizamento dos motores, nos casos extrapolados, é idêntico em ambas as condições de alimentação impostas pelo conversor, isto é, nos modos de funcionamento normal e reconfigurado.

Como apresentado anteriormente, na secção 2.1.3, o cálculo das perdas no ferro é realizado através da formulação de *Bertotti*, representada na equação (4.18), composta por três componentes: perdas por histerese, perdas clássicas e perdas em excesso. Na Fig. 4.40, apresenta-se um gráfico de barras para os casos extrapolados, correspondente ao aumento percentual das perdas das três componentes da equação (4.18), como também do seu somatório, representado no gráfico por P. S. total. Como se pode observar, o aumento de perdas no ferro do motor está relacionado maioritariamente com os termos de perdas clássicas e perdas em excesso. Observando-se estes dois termos da equação, verifica-se que os seus valores dependem da taxa de variação instantânea da densidade de fluxo magnético, em relação ao tempo. Com base nesta observação, pode, então, concluir-se que o aumento das perdas no ferro teve como causa principal o aumento da taxa supramencionada; que reflete a forma de onda da tensão de alimentação, fornecida pelo conversor, em modo reconfigurado, ao motor.

$$dP(t) = \left[\underbrace{k_h B_m^2 f}_{\text{P. Histerese}} + \underbrace{\sigma \cdot \frac{d_e^2}{12} \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^2}_{\text{P. Clássicas}} + \underbrace{k_e \cdot \left(\frac{dB}{dt}(t) \right)^{\frac{3}{2}}}_{\text{P. Excesso}} \right] \cdot k_f \quad (4.18)$$

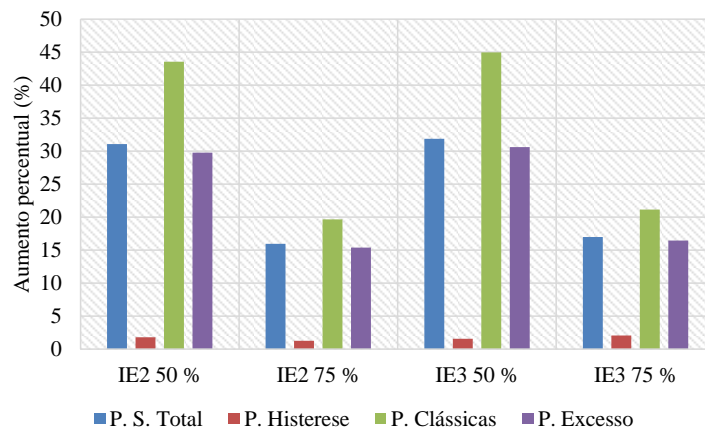


Fig. 4.40. Aumento percentual de perdas no ferro para os casos extrapolados (modo normal → modo reconfigurado).

Para os casos extrapolados, em que se garantiu que o conversor, nos modos de funcionamento normal e reconfigurado, aplicava no motor uma componente fundamental da tensão de alimentação igual, os resultados obtidos mostram que os valores do deslizamento foram idênticos. Ademais, as perdas por efeito Joule não tiveram um aumento assinalável,

como observado nos ensaios experimentais. Dado isto, é conveniente discutir a razão que levou a estas duas diferenças, entre os resultados experimentais e os resultados extrapolados.

Para simplificar esta análise pode-se reescrever as equações (4.3) e (4.5), como (4.19) e (4.20), respetivamente. Como comentado anteriormente, nos testes experimentais, a amplitude da componente fundamental da tensão de alimentação do motor, para os casos em que estava ligado ao conversor a operar em modo reconfigurado, foi ligeiramente inferior aos casos em que o conversor operou modo normal.

O valor inferior de tensão fundamental aos terminais do motor revela que a amplitude do fluxo rotórico λ_r , também, fosse menor. Como se pode depreender por (4.19), se o fluxo for menor, a corrente i_{qs} terá de ser aumentada, de modo a manter o mesmo binário eletromagnético. Além disso, também se deduz pela equação (4.20) que estas alterações conduziram a que os motores operassem com uma maior frequência de deslizamento, aumentando assim, as perdas por efeito Joule no motor.

$$\tau_{em} \propto i_{qs} \cdot \lambda_r \quad (4.19)$$

$$\omega_{sl} \propto \frac{i_{qs}}{\lambda_r} \quad (4.20)$$

De facto, na literatura, no que concerne ao método de controlo vetorial para motores de indução, a variação do fluxo do rotórico é uma das estratégias sugeridas para maximizar o rendimento do acionamento [232]. Na Fig. 4.41, apresenta-se um gráfico ilustrativo da variação de diferentes potências de perdas em função do fluxo rotórico. Dependendo do valor inicial de referência de fluxo, nem sempre o seu aumento significa a melhor condição de rendimento para o motor, porque se por um lado as perdas por efeito Joule têm tendência a diminuir, as perdas no núcleo ferro magnético têm tendência a aumentar, como se pode inferir pela Fig. 4.41. Por isso, técnicas que implementem um algoritmo que realize a variação do fluxo de referência, procurando minimizar a potência de entrada do conversor, são um dos exemplos eficazes, retratados na literatura, para obtenção do rendimento máximo do acionamento [233]. Porém, como a situação em que o conversor opera em modo reconfigurado é um modo de funcionamento que deverá ser usado no menor período de tempo possível, este tipo de

otimização configura um aspeto suplementar, não tendo sido um foco para o conversor utilizado, nem para o trabalho desenvolvido nesta tese.

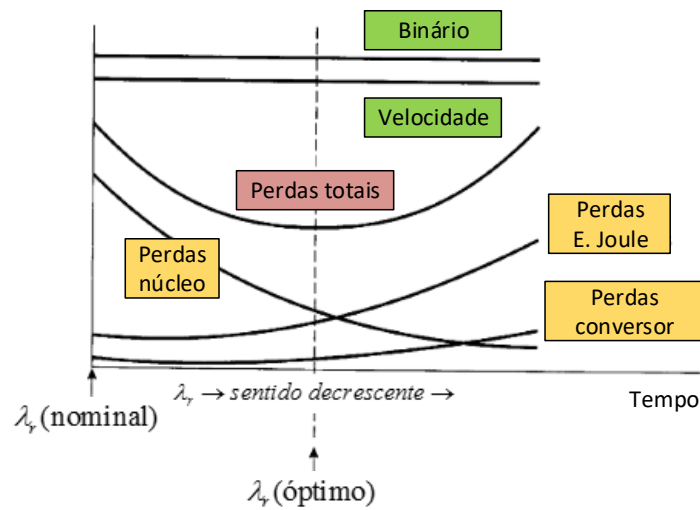


Fig. 4.41. Variação das potências de perdas em função do fluxo rotórico [220].

Seguidamente são apresentados alguns resultados sobre o comportamento térmico dos motores para os casos extrapolados.

Na Fig. 4.42, apresenta-se a distribuição da temperatura no motor WEG IE3, no domínio 2D, para o caso relativo a 75% da potência mecânica nominal, quando alimentado pelo conversor em funcionamento normal. A temperatura do estator varia ao longo da direção radial e tem uma distribuição simétrica em relação ao centro geométrico do motor. A camada azul, visível na Fig. 4.42(a), representa a carcaça do motor, onde é estabelecida a troca de energia térmica com o ambiente exterior. Como se pode verificar, a temperatura nesta camada apresenta o valor mais baixo (cerca de 50 °C). Por outro lado, o rotor aparece como a região em que o gradiente de temperatura é menor, mas com uma temperatura maior, como se pode verificar na Fig. 4.42(b).

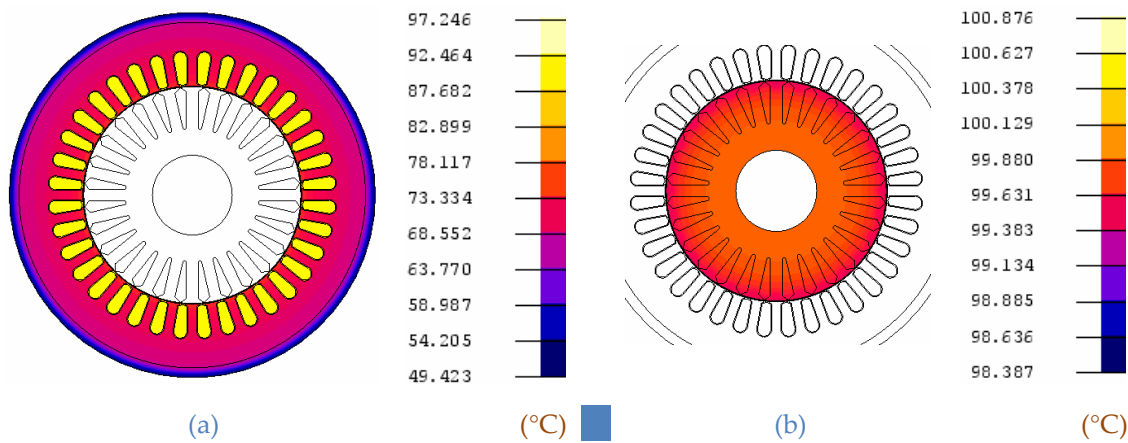


Fig. 4.42. Distribuição da temperatura, no domínio 2 D, para o motor IE3 com 75% de potência mecânica, alimentado pelo conversor em funcionamento normal.

Entre os vários dados anteriormente apresentados, deve-se dar especial atenção à temperatura nos enrolamentos das bobinas do estator. É necessário salvaguardar a operação do motor com uma temperatura nos enrolamentos inferior à temperatura máxima da sua classe de isolamento. Na Fig. 4.43, apresenta-se um gráfico de barras com o aumento médio de temperatura nas cabeças das bobinas do estator para todos os casos extrapolados. Como se pode observar, a temperatura nos enrolamentos do estator do motor, quando alimentado pelo conversor a funcionar em modo reconfigurado, é ligeiramente superior, em cerca de 2 °C, para ambos os motores. Ademais, pode-se verificar que nas mesmas condições de funcionamento, o motor IE2 apresenta, para todos os casos, uma temperatura mais elevada do que o motor IE3. Se for considerada uma temperatura ambiente de 40 °C¹¹, a temperatura absoluta nos enrolamentos dos motores IE2 e IE3, será cerca de 133 °C e 110°C, respetivamente. Estas temperaturas são inferiores ao valor da temperatura máxima da classe F (155 °C). Portanto, pode concluir-se que o isolamento dos enrolamentos dos motores não ficará sujeito a uma falha iminente devido a temperatura excessiva. No entanto, este pequeno aumento de temperatura acelerará o processo de degradação do isolamento, o que se traduz na diminuição da vida útil do motor.

¹¹ Corresponde à temperatura ambiente máxima considerada na norma IEEE112:2004 para o ensaio de temperatura dos motores de indução.

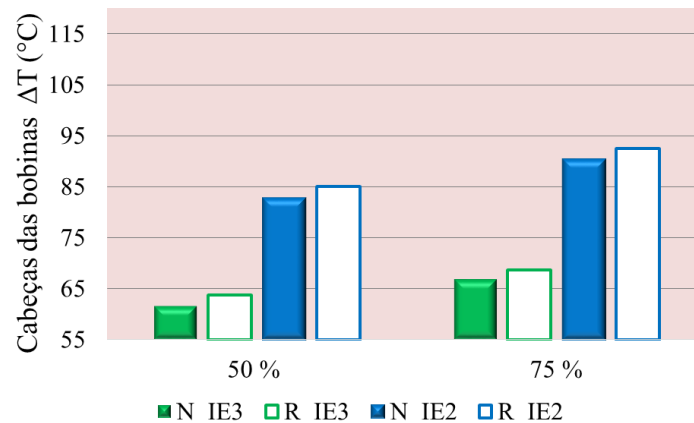


Fig. 4.43. Sobrelevação média da temperatura nos enrolamentos do estator, para os casos extrapolados.

4.4.6. Comparação do desempenho entre os motores IE2 e IE3

Em geral, para os casos estudados, o motor IE3 apresentou um desempenho melhor face ao motor IE2, o que à priori, já era previsto, pois o motor IE3 pertence a uma classe de eficiência superior. Comparativamente ao motor IE2, o motor IE3 possui um núcleo com maior comprimento axial e um número de espiras por bobina inferior, o que lhe permite obter um rendimento melhor. O aumento do comprimento do núcleo do estator é uma técnica, relativamente comum, para o aumento do rendimento do motor. A utilização desta técnica em conjugação com a alteração do número de espiras permite a afinação do ponto ótimo de rendimento. Um estudo recente, sobre estas alterações estruturais, tendo em vista o aumento de rendimento da máquina de indução é apresentado em [234]. Neste estudo, pode encontrar-se a equação (4.21), definindo que o binário eletromagnético do motor τ_{em} é proporcional ao comprimento axial do núcleo L_{ax} (m), à densidade de fluxo magnético no entreferro B (T) e à densidade de corrente elétrica nas barras do rotor, J (A.m²). Dado que os dois motores são muito similares a nível construtivo e tendo o motor IE3 um núcleo com um comprimento maior, é de esperar que para as mesmas condições de alimentação e de velocidade este motor apresente um binário eletromagnético superior.

$$\tau_{em} \propto L_{ax} \cdot B \cdot J \quad (4.21)$$

Para aprofundar esta análise, foram realizadas três simulações utilizando apenas o modelo FEM do motor IE2, na aplicação *magnética regime permanente AC*. Como apresentado na secção 3.2.4, as fontes de tensão deste modelo são do tipo sinusoidal e são definidas através

do valor eficaz da tensão e da sua respetiva fase. O circuito elétrico do estator, acoplado ao domínio FEM é idêntico ao da Fig. 3.7.

Estas simulações foram baseadas nos casos experimentais em que ambos os motores acionaram uma carga de 9 N.m, com uma velocidade de 500 rpm, alimentados pelo conversor em modo reconfigurado. Para estes casos experimentais, o conversor impôs um valor eficaz de tensão fundamental, aos dois motores, idêntico, cerca de 90V. No entanto, as tensões aplicadas a cada motor têm frequências fundamentais diferentes, 18 Hz para o motor IE2 ($freq_IE2$) e 17.71 Hz para o motor IE3 ($freq_IE3$).

Nas duas primeiras simulações a fonte de alimentação impôs uma tensão sinusoidal com o valor eficaz de 90 V. Numa das simulações com uma frequência de 18 Hz ($freq_IE2$) e na outra com uma frequência de 17.71 Hz ($freq_IE3$). Para estas duas simulações foram traçadas as curvas do binário eletromagnético, em função da velocidade do rotor, simbolizadas pelas equações (4.22), em que T_{e_A} e T_{e_B} estão representadas na Fig. 4.44.

Na terceira simulação obteve-se a curva do binário eletromagnético, T_{e_C} , em função do valor eficaz da tensão fundamental, para a frequência de 17.71 Hz ($freq_IE3$), simbolizada pela equação (4.23) e representada na Fig. 4.45.

$$\begin{aligned} T_{e_A} &= f(\text{velocidade}), \text{ para } freq_IE2 \\ T_{e_B} &= f(\text{velocidade}), \text{ para } freq_IE3 \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$T_{e_C} = f(V_{\text{fundamental}}), \text{ para } freq_IE3 \quad (4.23)$$

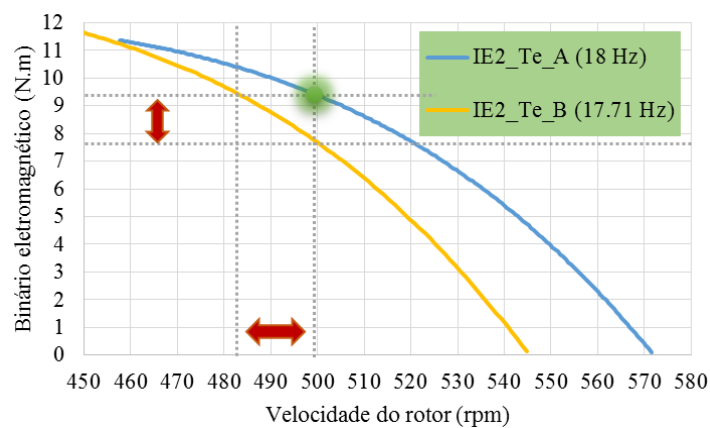


Fig. 4.44. Curvas de simulação relativas ao binário eletromagnético do motor IE2 para duas frequências distintas: T_{e_A} (17.71 Hz); T_{e_B} (18 Hz).

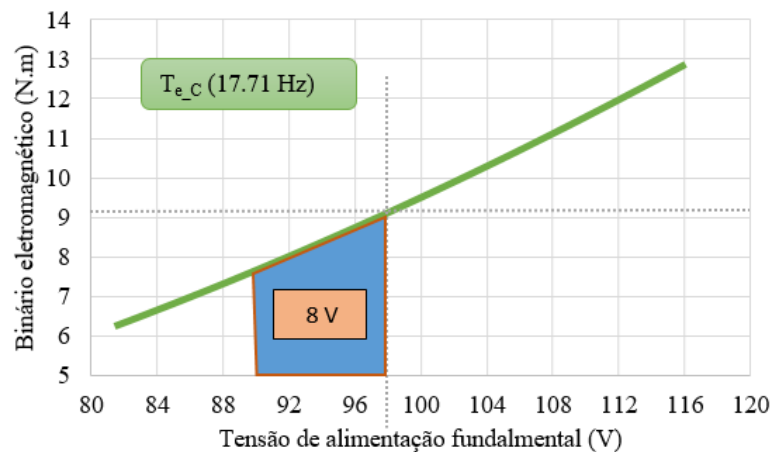


Fig. 4.45. Curva de simulação do binário eletromagnético do motor IE2 em função do valor eficaz da componente fundamental da tensão de alimentação.

Como se pode observar nas curvas de simulação da Fig. 4.44, quando se alimenta o IE2 com uma tensão sinusoidal, com a frequência de 18 Hz, o motor trabalha num ponto de operação que permite obter simultaneamente um binário eletromagnético de 9 N.m e uma velocidade de 500 rpm (ponto verde). Por outro lado, quando se impõe a mesma amplitude de tensão mas com uma frequência de 17.71 Hz, observa-se que não é possível obter simultaneamente um binário no veio de 9 N.m e uma velocidade de 500 rpm. Isto sugere que o deslizamento no motor IE2 é maior face ao motor IE3.

Para o mesmo valor de tensão fundamental, o motor IE2, precisa uma tensão de alimentação com uma frequência superior, para garantir uma velocidade estipulada para um determinado binário.

Com base na curva de simulação da Fig. 4.45, deduz-se que o motor IE2 necessita de ser alimentado com um valor de tensão fundamental superior em 8 V relativamente ao motor IE3, para que ambos os motores operem com deslizamentos iguais, para a mesma carga.

Dos resultados experimentais e de simulação verifica-se que apesar dos motores IE2 e IE3 serem semelhantes, têm comportamentos desiguais quando sujeitos ao mesmo tipo de tensão de alimentação. O deslizamento superior do motor IE2, face ao motor IE3, para o mesmo ponto de funcionamento (binário e velocidade), contribui, naturalmente, para perdas maiores, temperatura superior e rendimento inferior deste motor.

4.5. CONCLUSÕES

Neste capítulo, apresentou-se um estudo que teve como objetivo comparar o desempenho de dois motores de indução das classes de eficiência IE2 e IE3, quando alimentados por um conversor multinível NPC de três níveis, nos modos de funcionamento normal e reconfigurado. A modulação e controle utilizados foram o SVPWM e o IRFOC, respectivamente. A reconfiguração do conversor multinível NPC, para implementação da tolerância a falhas tem como principais características a ligação do braço com avaria ao ponto neutro do conversor e a duplicação da tensão do barramento de corrente contínua.

Para a realização deste estudo, construiu-se uma configuração experimental que inclui o conversor multinível, os motores de teste, a carga mecânica e os sistemas de aquisição de grandezas elétricas, mecânicas e térmicas. Ressalta-se o sistema de aquisição de temperaturas, que foi a parte tecnicamente mais complexa, nomeadamente na parte do rotor. Foi necessário perfurar o núcleo do rotor para a implementação dos sensores de temperatura e desenvolver um dispositivo especial que suportasse os módulos de leitura dos sensores.

Foram apresentados e analisados 28 ensaios experimentais, o que permitiu uma comparação adequada entre os dois motores. Para cumprir a regra da norma IEEE112 relativa à estabilização térmica, cada ensaio demorou em média mais de 3 horas.

Para ultrapassar a dificuldade experimental em determinar as perdas no núcleo ferromagnético dos motores, recorreu-se ao *software* de elementos finitos, que utiliza a formulação de *Bertotti*, para alguns casos experimentais. Ao total foram realizadas 12 simulações para cumprir este objetivo. Além disso, para suprir a ausência de ensaios experimentais, com potências mecânicas superiores, foram utilizados modelos de elementos finitos que permitiram estudar o comportamento dos motores para potências maiores. Estes ensaios contemplaram simulações, quer na aplicação *magnética transitória*, quer na aplicação *térmica transitória*, permitindo, assim, obter grandezas mecânicas, elétricas e térmicas.

Os resultados experimentais mostraram que o motor, alimentado pelo conversor em modo reconfigurado, opera com a mesma velocidade e binário que tinha, quando alimentado pelo conversor em funcionamento normal. Por outro lado, verificou-se que os deslizamentos

dos motores foram superiores para o modo reconfigurado do conversor, em resultado da ligeira diminuição do valor da tensão fundamental.

Relativamente a grandezas elétricas, os resultados mostraram que a tensão de alimentação do motor apresenta um aumento significativo da distorção harmónica para os casos em que é alimentado pelo conversor em modo reconfigurado, comparativamente ao modo de funcionamento normal do conversor. Inerentemente, verifica-se, também, um aumento da distorção da corrente de alimentação do motor, apesar de menos acentuado. Para a situação em que o motor foi alimentado pelo conversor em modo reconfigurado, verificou-se um aumento do *PDF*. Para este modo, constatou-se, igualmente, um aumento dos desequilíbrios das correntes e das tensões de alimentação dos motores. Contudo, estes aumentos foram pequenos e os desequilíbrios não ultrapassaram o valor de 2%.

A qualidade inferior das formas de onda das tensões de alimentação para o modo reconfigurado, aferida pelos resultados da THD, refletiu-se num aumento das perdas no motor, seja no ferro do núcleo, seja por efeito Joule, o que conduziu a uma diminuição de rendimento dos motores e ao aumento da sua temperatura.

Apesar do aumento de temperatura, verificado nos motores para os casos em que são alimentados pelo conversor em modo reconfigurado, caso seja considerada uma temperatura ambiente máxima de 40 °C, em nenhum dos casos, a temperatura absoluta, nas cabeças das bobinas, atingiu o valor limite da classe de isolamento F (155° C).

No que respeita à comparação da operação dos dois motores, de maneira geral, o motor IE3 apresentou um desempenho superior, isto é, maior rendimento e temperaturas mais baixas, face ao motor IE2. Estes resultados mostraram, assim, estar em concordância com a classe de eficiência dos motores.

Tal como atrás demonstrado, mediante os resultados das simulações, os dois motores têm diferentes curvas de binário/velocidade, quando alimentados por uma tensão igual e com a mesma frequência. Logo, o conversor NPC, que alimenta o motor IE2, deverá fornecer uma tensão fundamental diferente da que é aplicada pelo conversor no motor IE3, considerando cargas mecânicas iguais.

No que respeita aos modelos FEM, mostraram-se importantes para a determinação das perdas no ferro e para a extrapolação do acionamento para pontos de funcionamento não testados no laboratório, relevando serem uma alternativa, viável e útil, para os estudos dos motores alimentados por conversores do tipo multinível.

De referir, ainda, que para todos os pontos de operação estudados, a estratégia de controlo tolerante a falhas no conversor revelou ser adequada, já que permitiu, de uma forma reconfigurada, acionar os motores. Esta garantia da continuidade de serviço, após a deteção de uma falha num IGBT do conversor, é extremamente importante, pois poderá evitar prejuízos avultados em linhas industriais que, nos seus processos críticos, utilizem motores de indução alimentados por este tipo de conversor. Apesar do aumento de temperatura verificado nos motores, quando alimentados pelo conversor no modo de funcionamento reconfigurado, as temperaturas não atingiram o limite da classe de isolamento dos motores. No entanto, o aumento de temperatura terá uma consequência perniciososa, já que incrementará a velocidade de degradação do isolamento dos enrolamentos, levando à diminuição da vida útil do motor. Porém, este efeito nefasto para o motor é pouco significativo a curto prazo, quando comparado com o prejuízo resultante da paragem total do acionamento não programada. Ademais, como é uma situação de emergência, é totalmente justificável trabalhar com o motor alimentado com este tipo de conversor em modo reconfigurado, até que uma intervenção técnica seja realizada.

5. MOTOR DE INDUÇÃO DE ROTOR BOBINADO COM EXCENTRICIDADE

Neste capítulo apresenta-se o estudo de um motor de indução trifásico de rotor bobinado, com excentricidade estática, dinâmica e mista. O estudo tem um cariz experimental, complementado por simulações baseadas em elementos finitos. A avaliação do desempenho do motor é realizada mediante a análise de grandezas elétricas, mecânicas, eletromagnéticas e térmicas, obtidas dos ensaios experimentais e das simulações.

No decurso do capítulo são introduzidas algumas abordagens e conceitos novos, tais como a relação entre a UMP e a vida útil dos rolamentos, a definição do centro térmico e análise da transferência de calor, entre o rotor e o estator, do motor com excentricidade.

Na secção 5.1 apresenta-se o desenvolvimento experimental. De seguida, na secção 5.2 aborda-se os casos estudados. Na secção 5.3 apresentam-se e discutem-se os resultados. Por fim, na secção 5.4, surgem as conclusões deste capítulo.

5.1. DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

O diagrama geral do acionamento e dos sistemas de aquisição das grandezas anteriormente referidas apresenta-se na Fig. 5.1. O motor ensaiado é uma máquina de indução de rotor bobinado, com a referência AEG 213C075, apresentada na Fig. 5.2. Foi utilizado este motor devido à particularidade de possuir um entreferro relativamente grande (1.2 mm), o que permitiu a implementação de um sistema com regulação de excentricidade. As características principais do motor encontram-se resumidas na Tabela 5.1 e as restantes características na secção A do Apêndice.

A carga mecânica contemplou uma máquina de corrente contínua a operar como gerador, em que a energia gerada era dissipada numa carga resistiva. O binário de carga do motor foi seleccionado através da regulação da tensão de excitação do gerador, por intermédio de um retificador regulado através de um autotransformador. As características principais do gerador encontram-se resumidas na Tabela 5.2.

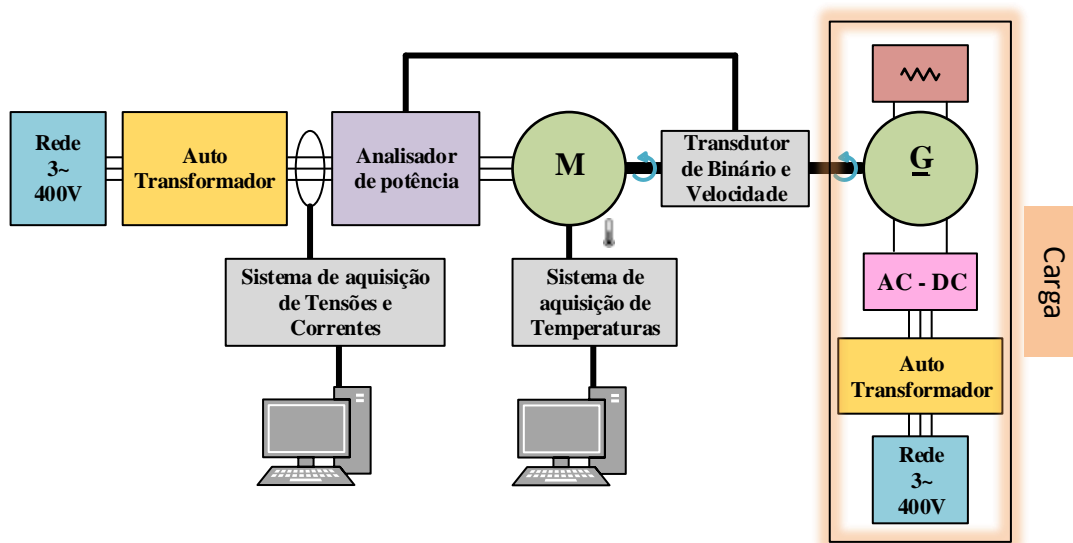


Fig. 5.1. Esquema ilustrativo da montagem experimental.

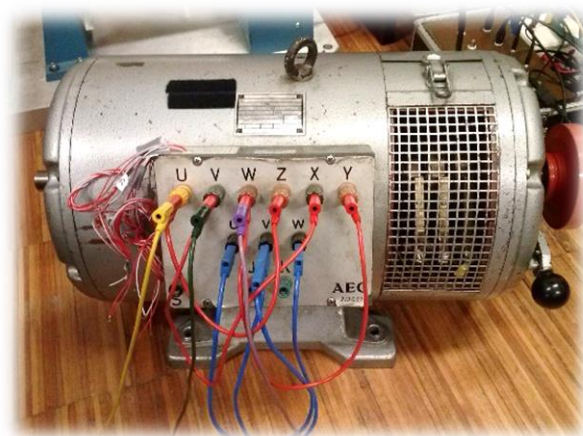


Fig. 5.2. Motor de indução de rotor bobinado AEG.

Tabela 5.1. Características principais do motor de indução AEG

Potência (kW)	2
Corrente (A)	7.6/4.4 (Δ/Y)
Tensão (V)	380/660 (Δ/Y)
Frequência (Hz)	50
Número de polos	4
Velocidade (rpm)	1470
Rendimento (%)	77.5
Fator de potência	0.5

Tabela 5.2. Características principais da máquina de corrente contínua

Potência (kW)	3.3
Corrente (A)	16
Tensão (V)	220
Velocidade (rpm)	1500
Momento de inércia (Kg.m ²)	0.0526

Para ensaiar o motor com vários níveis de excentricidade foi necessário desenvolver um sistema mecânico que permitisse a imposição de excentricidade estática, dinâmica e mista, de forma graduada. Este sistema de excentricidade consiste em quatro anéis concêntricos, colocados nos topos axiais da máquina, como ilustrado na Fig. 5.3. Os dois anéis exteriores impõem a excentricidade estática, enquanto os dois interiores impõem a excentricidade dinâmica.

A regulação do nível de excentricidade estática ou dinâmica é realizada mediante o deslocamento angular do par de anéis correspondente. Para estes dois tipos de excentricidade a marcação é definida por sete valores, 0,0, 0,2, 0,4, 0,6, 0,8, 0,9 e 1 mm. O nível de excentricidade mista é selecionado mediante a regulação simultânea dos dois pares de anéis.

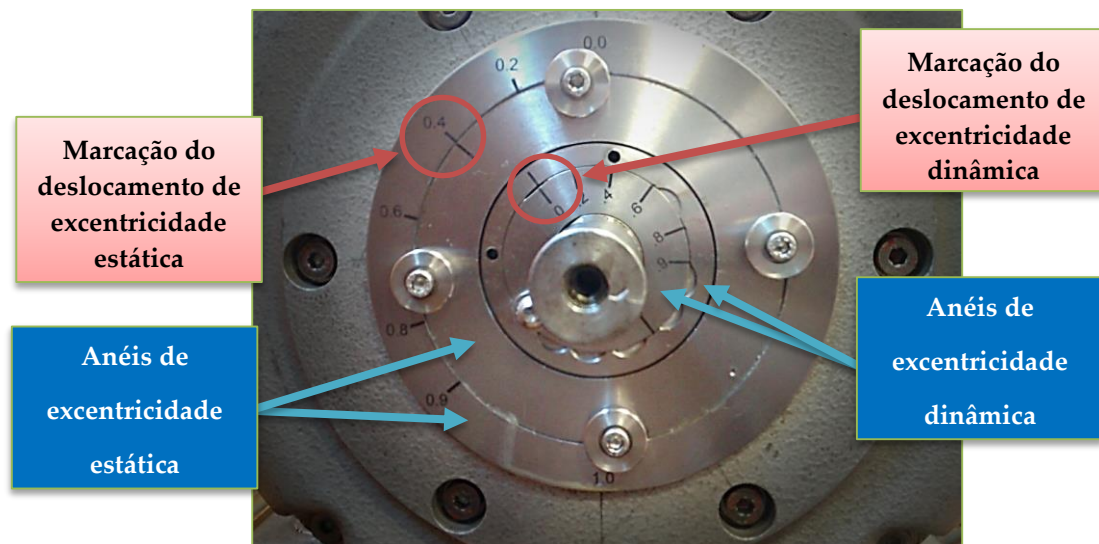


Fig. 5.3. Sistema de excentricidade colocado num dos topos axiais do motor.

5.1.1. Sistema de aquisição de grandezas elétricas e mecânicas

As grandezas elétricas foram obtidas de acordo com o diagrama da Fig. 5.4, tendo sido medidas duas correntes de linha e duas tensões de linha, mediante transdutores de corrente e de tensão idênticos aos descritos na secção 4.1.1 (circulo a vermelho com o número 1). Estes sensores de corrente e de tensão são ligados ao módulo NI 9215, instalado na plataforma cRIO-9074 (circulo a vermelho com o número 2). Esta plataforma permite enviar os sinais adquiridos para um computador, via *Ethernet*, onde está instalada uma aplicação, desenvolvida em *Labview*, que permite efetuar uma aquisição com 150000 pontos por canal, adquiridos com uma frequência de amostragem de 30 kHz.

Para a aquisição de grandezas mecânicas, o procedimento foi idêntico, com os transdutores de binário e velocidade ligados a outro módulo NI 9215, colocado na mesma plataforma cRIO-9074 (circulo a vermelho com o número 3).

Adicionalmente, foi utilizado um analisador de potência WT3000 da *Yokogawa* para a monitorização em tempo real das grandezas elétricas e mecânicas anteriormente referidas.

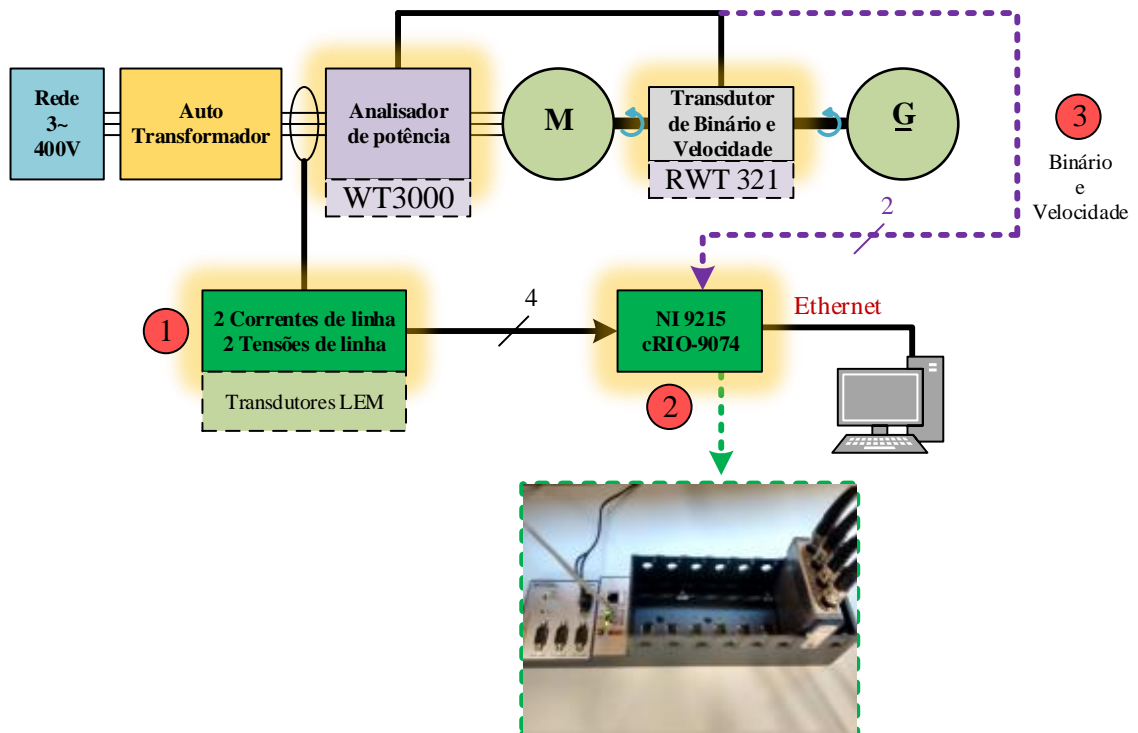


Fig. 5.4. Diagrama geral do sistema de aquisição de grandezas elétricas.

5.1.2. Sistema de aquisição de temperaturas

O sistema de aquisição de temperaturas apresenta-se de forma sumária ilustrado no diagrama da Fig. 5.5. Neste sistema são utilizados oito sensores de temperatura (PT100). Quatro sensores estão colocados nas cabeças das bobinas do lado do ataque do motor e deslocados de um arco com um ângulo de noventa graus (Fig. 5.6), um sensor no topo da cabeça de bobina no lado do ventilador (oposto ao ataque), um sensor na superfície exterior do núcleo do estator (superior), um sensor na carcaça (superior) e um sensor para medir a temperatura ambiente.

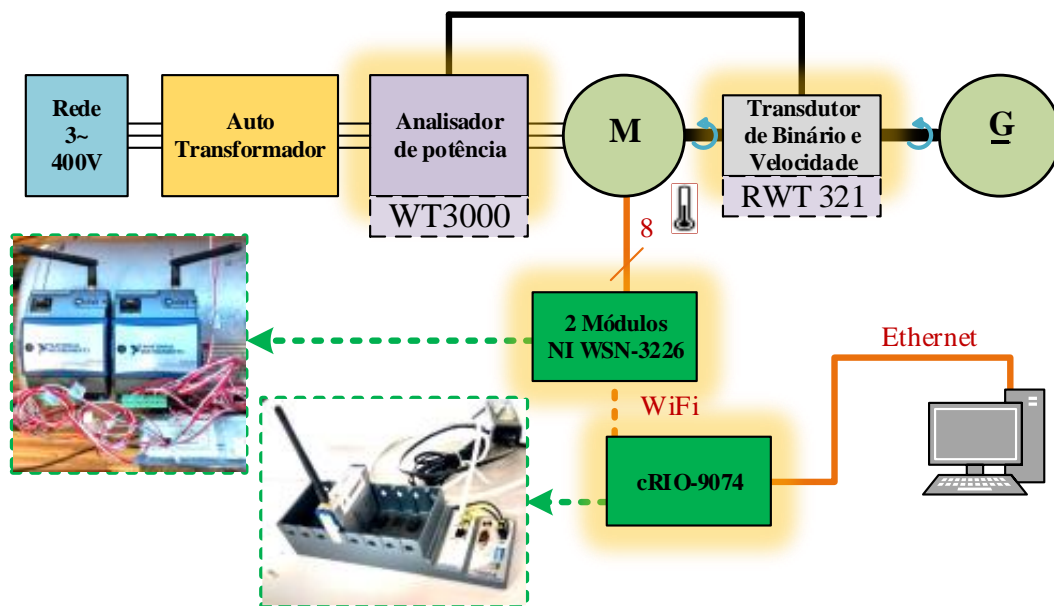


Fig. 5.5. Diagrama geral do sistema de aquisição de temperaturas.

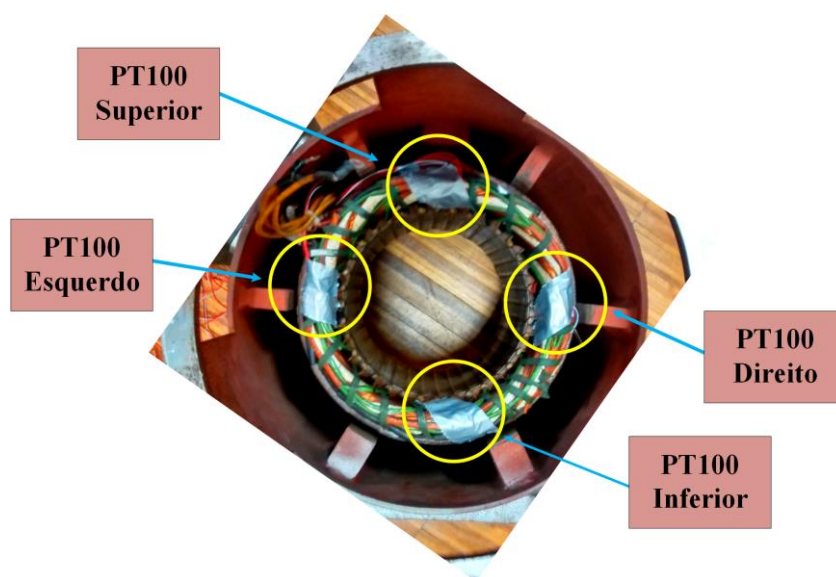


Fig. 5.6. Localização dos sensores térmicos PT100 nas cabeças das bobinas do lado do ataque.

Na Fig. 5.7, apresenta-se a fotografia com o motor aberto, correspondendo à fase final do procedimento de instalação dos sensores de temperatura internos. De forma análoga, ao apresentado na secção 4.1.2, os terminais dos sensores PT100 observados nesta fotografia, estão ligados a dois módulos *WiFi* NI WSN-3226, responsáveis pelo envio dos sinais das temperaturas para o módulo NI 9795. Este último módulo está colocado na plataforma cRIO - 9074, responsável por enviar para um PC, via *Ethernet*, todos os sinais de temperatura.



Fig. 5.7. Motor AEG durante a fase de instalação do sensores térmicos PT100.

5.2. CASOS ESTUDADOS

Na fase de projeto do sistema de excentricidade, através de um calibrador de folga, foi determinado, nos topos axiais do motor, o valor de 1.2 mm para o entreferro. Já com o sistema de excentricidade instalado, foram realizados alguns testes para determinar os níveis de excentricidade, permitidos pelo motor, em todo o seu comprimento axial. Os testes realizados com o motor não alimentado permitiram concluir que o deslocamento máximo para a excentricidade é de 0.8 mm.

Seguidamente, com o auxílio de um autotransformador, realizou-se um teste à tensão nominal. O autotransformador permitiu efetuar um arranque suave e evitar que a força magnética durante o arranque, causada pela excentricidade, bloqueasse o rotor contra o estator. Com o motor já magnetizado, o limite de excentricidade foi estabelecido em 0.6 mm. Esta redução do limite, comparativamente ao caso do motor não alimentado, deveu-se à atração magnética elevada em conjugação com a cedência dos mecanismos que suportam o rotor, o que fez com que o rotor encostasse à parte interna do estator, para o limite anterior de 0.8 mm. Após a definição dos limites de excentricidade, foram estabelecidos, de forma geral, os casos de estudo seguintes: motor a operar em condições normais, motor com imposição de excentricidade estática, excentricidade dinâmica e excentricidade mista, e para diferentes valores de binário de carga. O resumo dos ensaios experimentais apresenta-se na Tabela 5.3.

Durante o ensaio de excentricidade estática, com o deslocamento de 0.6 mm à meia carga, constatou-se que ao fim de duas horas o rotor começou a tocar o estator, pelo que se

decidiu, por uma questão de segurança, interromper o ensaio e não realizar os restantes casos com o mesmo nível de excentricidade.

Para complementar o estudo e analisar grandezas de difícil obtenção experimental, como por exemplo a UMP, foram também realizadas simulações, baseadas no método dos elementos finitos, para os casos indicados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3. Resumo dos ensaios experimentais e das simulações realizadas

(✓ -realizado, ✗ não realizado)

Tipo de Excentricidade	Nível de Excentricidade	Binário de Carga	Ensaio Experimental	Simulação
Sem Excentricidade	0 mm (0%)	0 %	✓	✗
		50 %	✓	✗
		100 %	✓	✓
Excentricidade Estática	0.2 mm (17%)	0 %	✓	✗
		50 %	✓	✗
		100 %	✓	✓
	0.4 mm (33%)	0 %	✓	✗
		50 %	✓	✗
		100 %	✓	✓
	0.6 mm (50%)	0 %	✓	✗
		50 %	✓	✗
		100 %	✗	✓
Excentricidade Dinâmica	0.2 mm (17%)	0 %	✓	✗
		50 %	✓	✗
		100 %	✓	✓
	0.4 mm (33%)	0 %	✓	✗
		50 %	✓	✗
		100 %	✓	✓
	0.6 mm (50%)	0 %	✗	✗
		50 %	✗	✗
		100 %	✗	✓
Excentricidade Mista	0.4 mm (33%)	0 %	✓	✗
		50 %	✓	✗
		100 %	✓	✓
	0.6 mm (50%)	0 %	✗	✗
		50 %	✗	✗
		100 %	✗	✓

5.3. RESULTADOS

Esta secção está dividida em duas partes. Na secção 5.3.1 apresentam-se os resultados de grandezas elétricas, mecânicas e eletromagnéticas. De seguida, na secção 5.3.2 apresentam-se os resultados das grandezas térmicas, define-se o centro térmico e realiza-se uma análise teórica dos efeitos de cada um dos tipos de excentricidade na transferência de calor entre o rotor e o estator.

5.3.1. Grandezas elétricas, mecânicas e eletromagnéticas

A presença de excentricidade induz uma alteração do comportamento eletromagnético da máquina que se reflete na corrente de alimentação. A título exemplificativo, estão representadas na Fig. 5.8 as correntes de alimentação (de linha) do motor, relativas aos ensaios experimentais, correspondentes a 50% do binário nominal, para quatro casos distintos de excentricidade. Mais especificamente, nas Figs. 5.8 (a)-(d) estão representadas as correntes de linha do motor para os regimes de operação normal, com 33% de excentricidade estática, com 33% de excentricidade dinâmica e com 33% de excentricidade mista, respetivamente. Através de mera inspeção visual destas figuras, pode verificar-se que ocorreu uma modulação em amplitude para os casos de excentricidade estática e mista, não sendo perceptível para os casos de funcionamento normal e com imposição de 33% de excentricidade dinâmica.

Para observar a influência da excentricidade nas correntes de alimentação, de forma mais minuciosa, pode-se utilizar a análise espectral. Por ser muito difícil ocorrer de forma isolada tanto a excentricidade estática, como a excentricidade dinâmica, são as componentes de frequência das correntes de alimentação, relativas a excentricidade mista, as que assumem mais visibilidade na literatura. As componentes de frequência das correntes de alimentação, no caso de excentricidade mista, podem ser obtidas pela equação (5.1), em que fs é a frequência do termo fundamental da tensão de alimentação (Hz), k_i um número inteiro positivo e fr a frequência de rotação mecânica do rotor (Hz) [97, 123].

$$f_{ecc.} = |fs \pm k_i \cdot fr|, k_i = 1, 2, 3, \dots \quad (5.1)$$

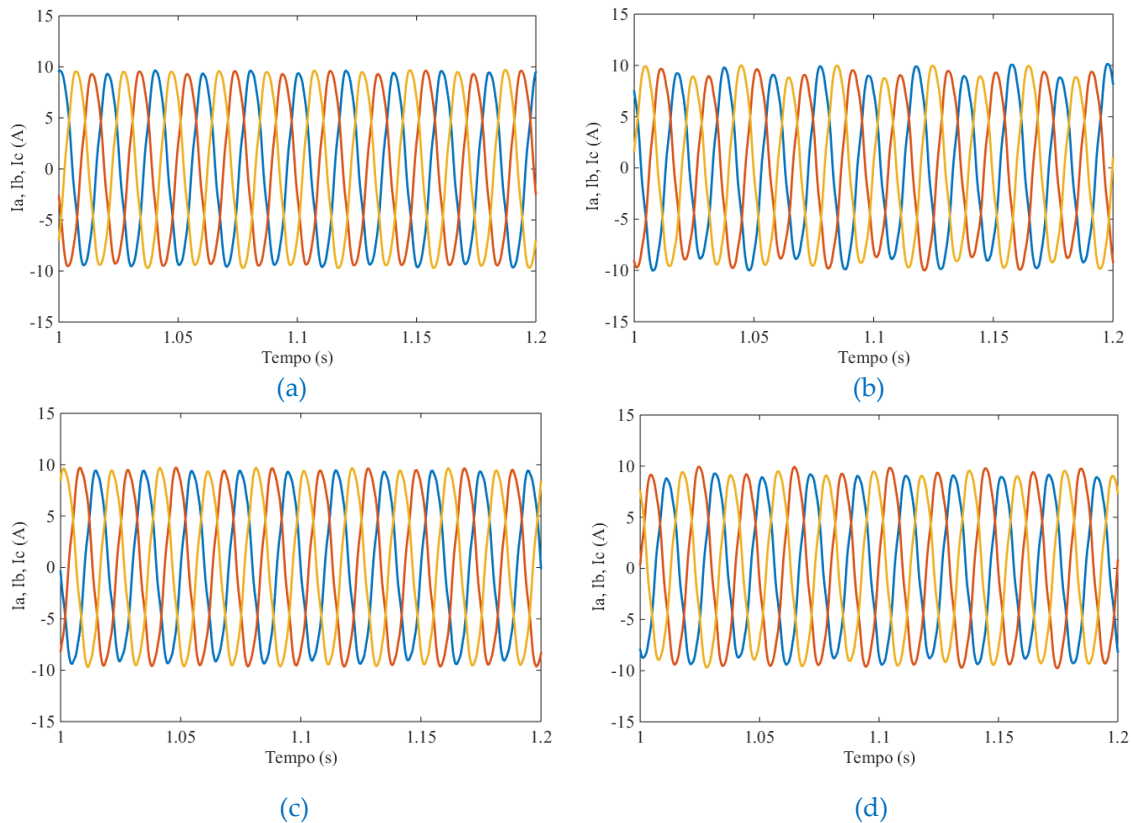


Fig. 5.8. Resultados experimentais correspondentes às correntes de linha do motor para os casos de funcionamento à meia carga: (a) motor sem excentricidade; (b) motor com 0.4 mm (33%) de excentricidade estática; (c) motor com 0.4 mm (33%) de excentricidade dinâmica; (d) motor com 0.4 mm (33%) de excentricidade mista.

A título de exemplo, na Fig. 5.9 estão representados os espectros das correntes de linha do motor, experimentais, para dois casos do motor operar à meia carga: (a) motor em funcionamento normal; (b) motor com 33% de excentricidade estática. Considerando $k_i = 1$ na equação (5.1), o valor f_{ecc} é cerca de 24 Hz. Como se pode observar nos espectros da Fig. 5.9, esta componente harmónica está presente. Porém, para o caso de 33% de excentricidade estática a amplitude da componente é consideravelmente maior. Note-se que esta componente está presente para o caso de funcionamento normal, porque tal como referido na literatura, um motor tem tendência a desenvolver excentricidade mista natural.

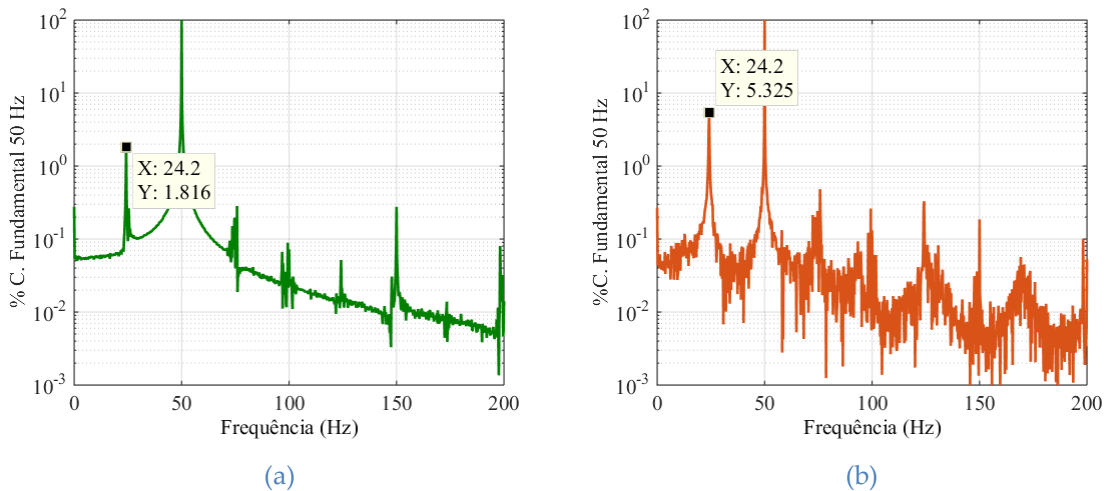


Fig. 5.9. Espectros das correntes de linha (Fase A) do motor (experimentais), para os casos do motor a operar com meia carga: (a) motor em funcionamento normal; (b) motor com 33% de excentricidade estática.

Naturalmente, o motor AEG ensaiado possui um pequeno grau de excentricidade própria. No entanto, quando são usados modelos de elementos finitos é possível definir de forma exata um nível de excentricidade nulo, e também definir cada um dos tipos de excentricidade de forma isolada. Assim, através dos modelos de elementos finitos desenvolvidos, é possível efetuar o estudo dos problemas no motor causados por cada tipo de excentricidade separadamente.

Com o objetivo, complementar, de observar a funcionalidade do sistema de excentricidade, dos modelos de simulação, bem como dos efeitos da excentricidade na corrente de alimentação do motor, utilizou-se para os casos do motor com carga nominal, uma técnica que tem como base o vetor de *Park*, apresentado na secção 4.4, designada por EPVA (*Extended Park's Vector Approach*) [126, 235]. Esta técnica assenta na análise espectral do sinal do vetor de *Park*. Nas figuras seguintes, considerou-se o espectro EPVA normalizado, obtido mediante a divisão da amplitude de cada componente de frequência, do espectro do EPVA original, pela amplitude da componente contínua e, posteriormente, multiplicado por 100, para apresentar o resultado em termos de percentagem. Designou-se, igualmente, o índice do EPVA como a amplitude de uma componente arbitrária do espectro do EVPA normalizado.

Na Fig. 5.10, apresentam-se os resultados experimentais e de simulação, relativos ao espectro do EPVA normalizado das correntes de linha do motor, para os casos do motor a

operar, com carga nominal, nas seguintes condições: (a) 50% de excentricidade estática, experimental; (b) 50% de excentricidade estática, simulação; (c) 33% de excentricidade mista, experimental; (d) 33% excentricidade mista, simulação. Primeiramente é importante notar, nesta figura, que os resultados experimentais e de simulação são muito semelhantes. Além disso, destacam-se duas componentes de frequência, para os casos em que o motor funciona com excentricidade, aproximadamente a de 2 Hz e a de 26 Hz. A componente de 26 Hz surge evidenciada no caso de excentricidade estática. No caso de excentricidade mista, observa-se a presença simultânea destas duas componentes. Note-se que a componente de 26 Hz no EPVA tem correspondência matemática com a componente de frequência de 24 Hz no espectro da corrente, anteriormente comentada, sendo o seu complemento para a frequência fundamental de 50 Hz.

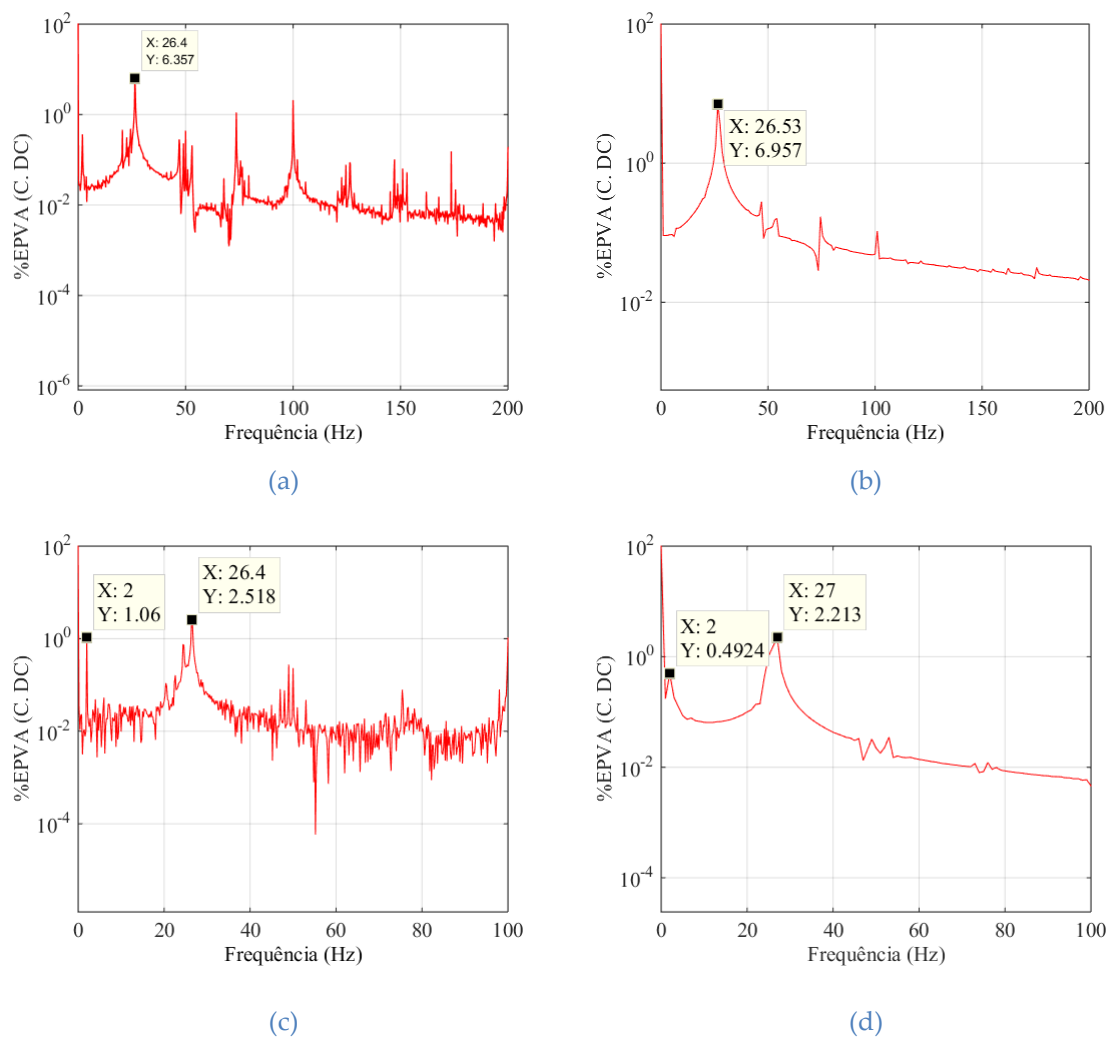


Fig. 5.10. EPVA das correntes de linha do motor para os casos do motor em funcionamento com carga nominal: (a) 50% E. estática-Experimental; (b) 50% E. estática-Simulação; (c) 33% E. Mista-Experimental; (d) 33% E. Mista-Simulação.

Os índices de EPVA, dos resultados de simulação e experimentais, para as componentes de 2 Hz e 26 Hz, nos diversos casos de excentricidade, com o motor à carga nominal, apresentam-se na Fig. 5.11.

Para clarificar melhor o índice de EPVA, observe-se, primeiramente, a correspondência direta da sua amplitude, com a amplitude das componentes contidas no espectro do EPVA normalizado, para os casos de excentricidade estática e mista, apresentado na Fig. 5.10.

Como se pode visualizar na Fig. 5.11, o índice de EPVA para os resultados experimentais segue de forma coerente a tendência verificada nos resultados das simulações. No entanto, há que ter em consideração que o motor laboratorial sempre apresentará uma excentricidade mista natural, sendo por isso que as duas componentes sempre apareceram de forma mais ou menos evidenciada em todos os casos experimentais. Dos resultados das simulações, verifica-se, também, que a componente de 2 Hz surge com maior ênfase na excentricidade dinâmica pura.

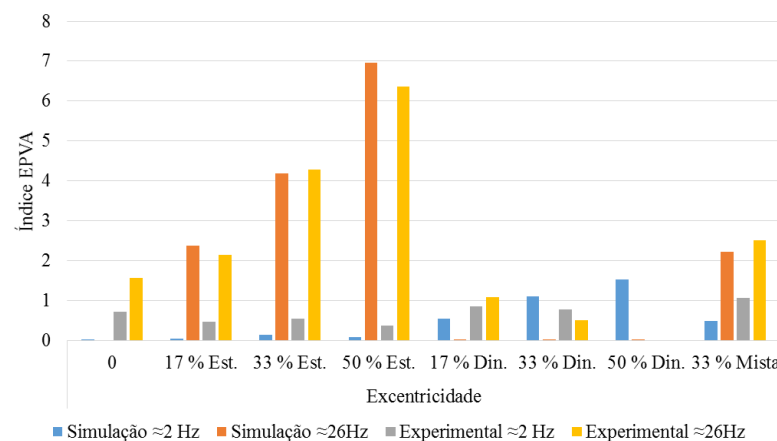


Fig. 5.11. Índice do EPVA das correntes de linha do motor para os casos do motor a operar à carga nominal, ensaios experimentais e simulações.

O valor da THD das correntes de linha experimentais do motor, para os diversos casos de excentricidade, está representado no gráfico de barras da Fig. 5.12. Como se pode observar, a distorção da corrente de alimentação do motor é mais acentuada quando este é afetado por excentricidade estática.

De realçar que quando o motor apresenta 50% de excentricidade estática, o valor da distorção da corrente é cerca de quatro vezes maior do que em funcionamento normal. Nos casos de excentricidade dinâmica, os valores de distorção são menores. Por fim, para a

excentricidade mista, o valor da distorção situou-se numa gama intermédia, isto é, entre os valores obtidos para os casos de excentricidade estática e de excentricidade dinâmica. Verifica-se, também, que para os casos de maior carga, a distorção é ligeiramente menor.

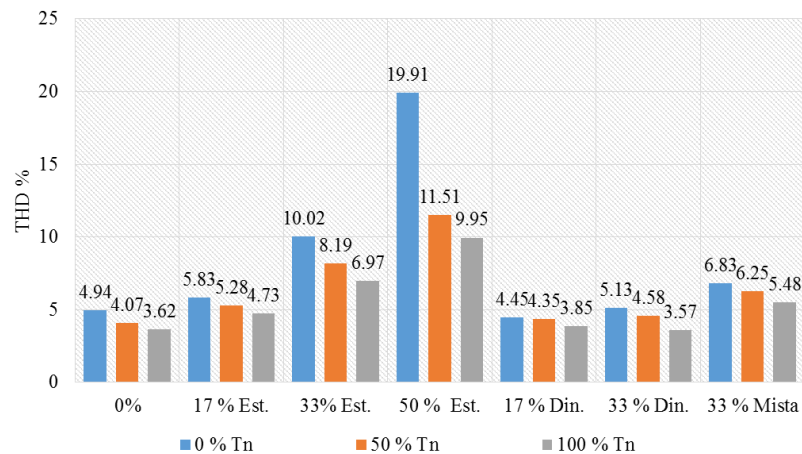


Fig. 5.12. Resultados experimentais relativos à THD das correntes de linha do motor para os diversos casos de excentricidade.

Os valores do rendimento do motor, nos ensaios experimentais, para os diversos casos de excentricidade são apresentados no gráfico de barras da Fig. 5.13. Estes resultados mostram que não existiu alteração significativa no rendimento do motor. Ainda assim, observa-se uma pequena descida de rendimento para o caso de 50% de excentricidade estática, bem como para ambos os casos de 33% de excentricidade dinâmica, embora menor.

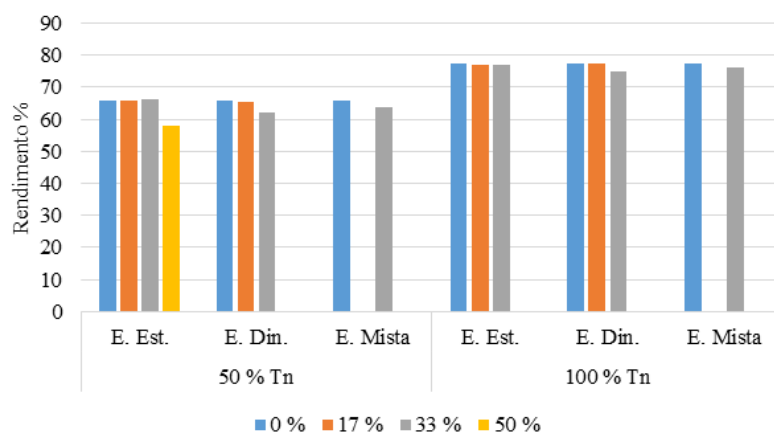


Fig. 5.13. Rendimento do motor para os ensaios experimentais nos os diversos casos de excentricidade.

Como referido anteriormente, para o ensaio com o nível de 50% de excentricidade estática à meia carga, ouviu-se um ruído, do rotor a roçar com o estator, e portanto uma das consequências foi o aumento do atrito rotacional. Note-se que o rendimento apresentado, de cerca de 59%, corresponde aos instantes antes do ruído se tornar mais intenso, tendo passado posteriormente para um rendimento com um comportamento oscilante que variou entre os 55% e 59%, durante alguns segundos, até que se desligasse à máquina, como registado no ficheiro de dados.

No caso do motor com 33% de excentricidade dinâmica pode também ter ocorrido um aumento de atrito rotacional, mas menos pronunciado. Note-se que a força de atração é tanto maior quanto mais elevado for a severidade da excentricidade, podendo a combinação da excentricidade mista natural do motor com a regulação da excentricidade dinâmica ter resultado numa excentricidade com maior severidade para o motor.

Os resultados das simulações mostraram não haver variações assinaláveis nos valores de rendimento para os diversos níveis de excentricidade, incluindo os casos de 50% de excentricidades estática e dinâmica. Contudo, convém salientar que o modelo de elementos finitos não contempla a não idealidade geométrica, a cedência e flexão dos sistemas mecânicos e o vetor do peso, o que pode justificar que nas simulações não se tenha verificado esta diminuição de rendimento.

No que concerne às perdas na máquina, verificou-se que a potência de perdas por efeito Joule nos enrolamentos do estator, quer nos resultados experimentais, quer nos resultados de simulação, para os casos de excentricidade, tiveram uma diminuição muito ligeira face ao funcionamento normal. Por outro lado, as perdas no ferro, determinadas apenas com testes de simulação, mostram um ligeiro aumento para os casos de excentricidade do motor face ao seu funcionamento normal. Por exemplo, para o caso do motor com 50% de excentricidade estática à carga nominal, verificou-se uma diminuição de 10% nas perdas por efeito Joule e um aumento de 15% nas perdas no núcleo magnético do estator, relativamente ao funcionamento sem excentricidade.

Para ilustrar a assimetria no campo magnético do motor causada pela excentricidade, apresentam-se, a título ilustrativo, quatro resultados de simulação, relativos à densidade de fluxo magnético, para os casos do motor sem excentricidade e com 50% de excentricidade estática, nas Figs. 5.14 e 5.15, respetivamente. Nestas figuras estão representadas as curvas

relativas ao módulo da densidade de fluxo magnético do motor à carga nominal, ao longo de um caminho definido no entreferro do modelo de simulação do motor. As curvas a azul representam a espessura do entreferro, medida perpendicularmente a cada ponto deste caminho. Recorde-se que no modelo de simulação, a distância entre o estator e o rotor é uniforme, com o valor de 1.2 mm (100%).

Como se pode observar, no caso do motor sem excentricidade, a espessura do entreferro é constante e a densidade de fluxo tem valores máximos idênticos. No caso de excentricidade estática, a densidade de fluxo ao longo deste caminho é assimétrica e tem um valor maior na região em que o entreferro é menor.

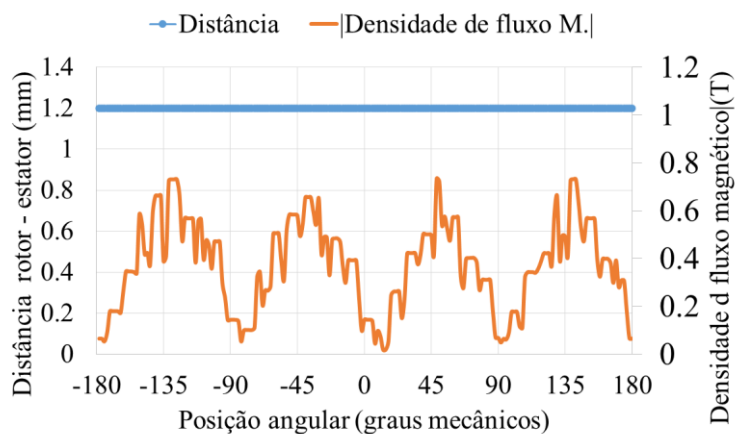


Fig. 5.14. Módulo da densidade de fluxo magnético num caminho e variação do entreferro para o caso do motor sem excentricidade à carga nominal.

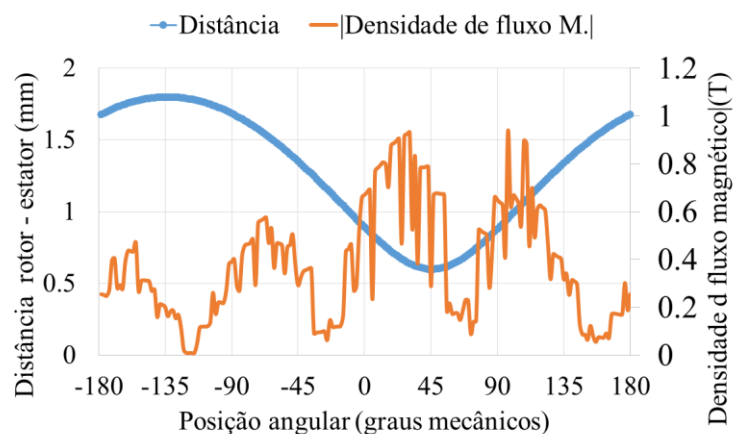


Fig. 5.15. Módulo da densidade de fluxo magnético num caminho e variação do entreferro para o caso do motor com 50% de excentricidade estática à carga nominal.

A densidade de fluxo magnético nos núcleos do rotor e estator, para os casos do motor à carga nominal, sem excentricidade e com 50% de excentricidade estática, apresentam-se nas Figs. 5.16 e 5.17, respetivamente. Adicionalmente, a direção radial de menor espessura do entreferro (a 45°), na Fig. 5.17, está indicada com uma seta a verde.

Como se pode visualizar, no caso do motor sem excentricidade a distribuição da densidade de fluxo magnético é simétrica. Por outro lado, no caso do motor com excentricidade estática é visível a distribuição assimétrica do campo magnético, apresentando valores de fluxo maiores na zona em que a espessura do entreferro é menor.

Dada a natureza do fenómeno do campo magnético para a excentricidade dinâmica e mista, em que as zonas de saturação variam significativamente com o movimento do rotor, as figuras correspondentes não são representadas nesta tese. As animações obtidas no pós-processamento, para a densidade de fluxo magnético, mostram que no caso de excentricidade dinâmica, a área com maior densidade de fluxo move-se à medida que o centro geométrico do rotor se desloca. No caso de excentricidade mista, a distribuição da densidade de fluxo também é assimétrica, sendo constituída por uma componente fixa da excentricidade estática e uma componente móvel da excentricidade dinâmica.

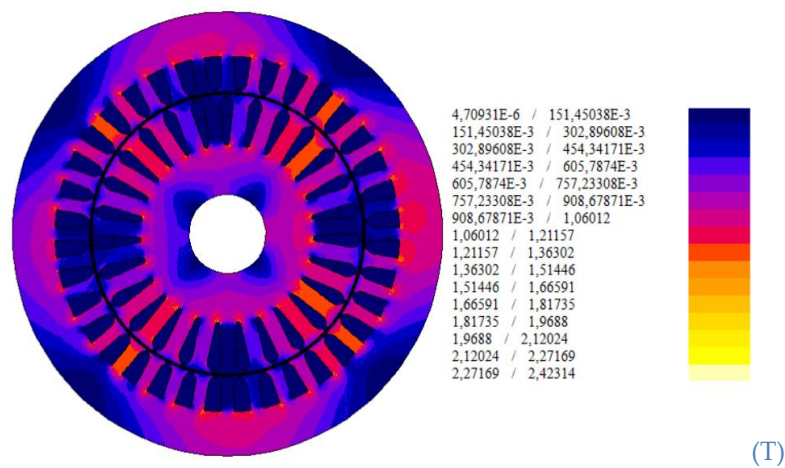


Fig. 5.16. Densidade de fluxo magnético para o caso do motor à carga nominal sem excentricidade.

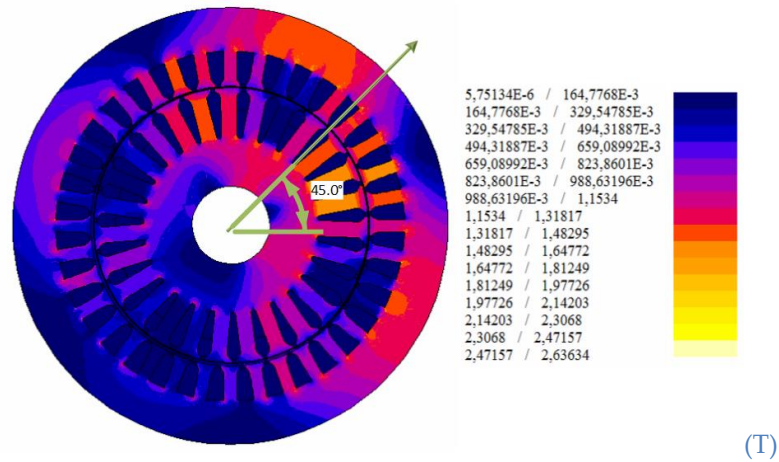


Fig. 5.17. Densidade de fluxo magnético para o caso do motor à carga nominal, com 50% de excentricidade estática.

Para estudar o impacto que cada tipo de excentricidade tem na UMP, foram realizadas simulações com modelos em elementos finitos, para os casos do motor a funcionar à carga nominal, com excentricidades de 33% e 50%. Os resultados obtidos são apresentados no gráfico de barras da Fig. 5.18. Como se pode observar, a UMP aumenta significativamente com o aumento do nível de excentricidade, tendo valores semelhantes para os casos de excentricidade estática e dinâmica. A título de exemplo, para os casos de 33% de excentricidade (estática ou dinâmica), o valor da UMP é aproximadamente 1400 N, sendo que para o caso de uma excentricidade de 50% o valor da UMP aumenta para cerca de 2100 N. Por outro lado, o valor da UMP no caso de excentricidade mista também aumenta com o grau da excentricidade, mas tem valores mais baixos em comparação com os outros dois tipos de excentricidades. Note-se ainda que, sem a imposição de qualquer tipo de excentricidade, o valor da UMP é muito inferior, cerca de 300 N.

Apesar da UMP nos casos de excentricidade estática e dinâmica apresentarem valores semelhantes, o vetor da força tem comportamentos diferentes. Na excentricidade dinâmica, como a zona de menor entreferro roda com o rotor, a direção da força também se altera, seguindo sempre a zona de entreferro mais estreita. Para o caso da excentricidade estática, a posição de menor entreferro é fixa, e a força aponta nessa direção.

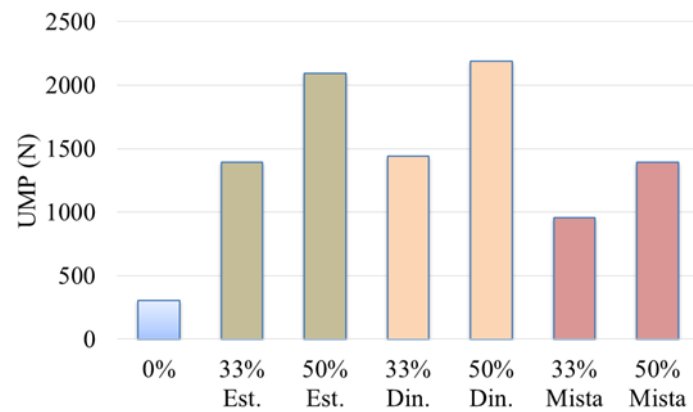


Fig. 5.18. Amplitude da UMP para os três tipos de excentricidade (simulação).

Uma das consequências da UMP é o aumento de fadiga dos rolamentos do motor [10, 99, 102]. Um método estatístico que prevê o tempo de vida útil dos rolamentos é a “vida nominal básica”, estando assente numa confiabilidade de 90%, e, em conformidade, com a norma ISO 281: 2007 é definido pela equação (5.2) [236-238]. Nesta equação C é a capacidade de carga básica dinâmica (N), P a carga no rolamento (equivalente) (N) e p o expoente da equação ($p=3$ para rolamentos de esferas ou $10/3$ para rolamentos de rolos). A “vida nominal básica”, L_{10} , é expressa em 10^6 revoluções pela equação (5.2), mas no caso de velocidade constante, como neste estudo, pode ser expressa em horas pela equação (5.3), L_{10h} , em que n é a velocidade de rotação (rpm). Na Fig. 5.19, apresenta-se a curva dada por esta equação para $C = 19500\text{N}$. Para uma análise simples, o P contabiliza apenas a força radial da UMP. A partir da análise desta curva e tendo em consideração a Fig. 5.18, observa-se que níveis de excentricidade elevados, tais o de 50%, causam uma diminuição acentuada na vida dos rolamentos. Além disso, o impacto global nos rolamentos pode ser, ainda, agravado se for incluído o vetor do peso em P e a possível flexão do rotor.

$$L_{10} = \left(\frac{C}{P} \right)^p \quad (5.2)$$

$$L_{10h} = \frac{10^6}{60 \cdot n} \cdot L_{10} \quad (5.3)$$

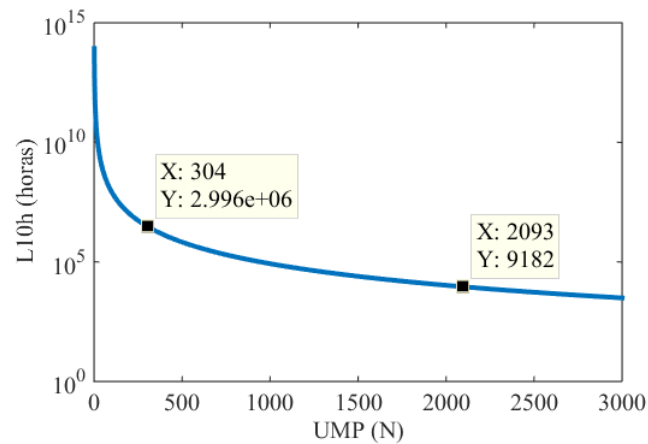


Fig. 5.19. Curva da vida nominal básica, determinada pela norma ISO 281: 2007.

No que diz respeito ao binário de carga medido experimentalmente, verificou-se que apresenta componentes harmônicas, entre as quais as de 2 Hz e 26 Hz, também observadas no EPVA da corrente de alimentação do motor.

A título exemplificativo, apresentam-se na Fig. 5.20(a) as amplitudes, normalizadas, da componente de 26 Hz para os casos de 0%, 17% e 33% de excentricidade estática, com o motor à carga nominal. Como se pode observar, a componente de frequência mencionada, cresce com o aumento do nível de excentricidade, seguindo assim a mesma tendência observada no EPVA da corrente.

Na Fig. 5.20(b), está representada a evolução temporal do binário para o caso de 33% de excentricidade estática. Neste gráfico pode-se visualizar que o binário é composto por várias componentes de frequência. Observando o espectro do binário na Fig. 5.20(c), verifica-se um conjunto de componentes que incluem as de 2 Hz e 26 Hz. Note-se que a presença destas duas últimas componentes, em simultâneo, é semelhante ao que sucedeu para as simulações de excentricidade mista. Portanto, isto que reforça mais uma vez a teoria que afirma que um motor tem propensão natural para desenvolver excentricidade mista.

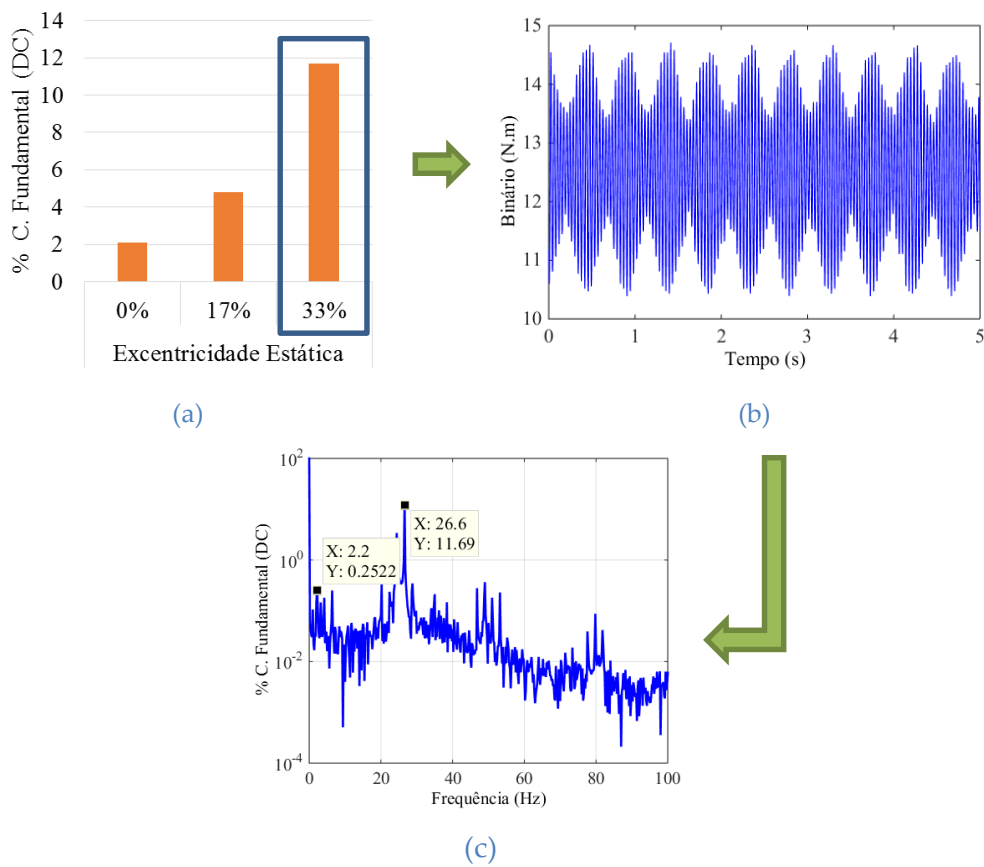


Fig. 5.20. Binário de carga experimental: (a) amplitude normalizada da componente de $\approx 26\text{Hz}$ para os casos de 0%, 17% e 33% de excentricidade estática com o motor à carga nominal; (b) evolução temporal do binário de carga para o caso de 33% de excentricidade estática; (c) espectro do binário de carga da curva (b).

No que diz respeito à velocidade do rotor, não foram verificadas variações significativas para os casos de excentricidade, face ao funcionamento normal do motor. Isto traduz-se num variação de deslizamento também pouco significativa, já que o campo girante têm uma frequência fixa, imposta pela rede.

A título de exemplo, na Fig. 5.21, estão representadas as velocidades do rotor, experimentais, para os casos de carga nominal, nas condições normais de funcionamento (curva azul) e para o caso de 33% de excentricidade estática (curva a laranja). Como se pode verificar, estas duas curvas são praticamente coincidentes.

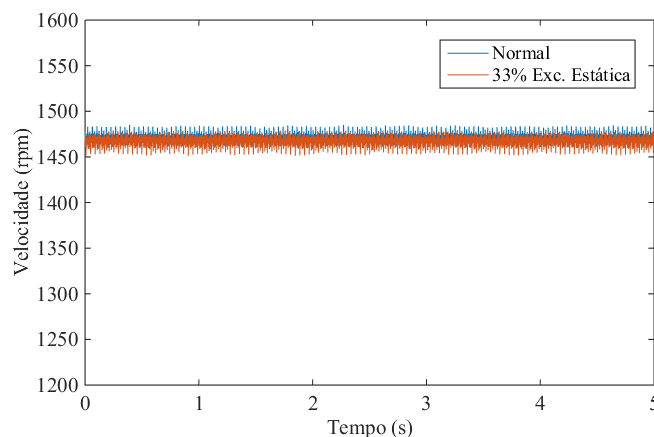


Fig. 5.21. Velocidade do rotor, experimental, para os casos do motor em funcionamento normal e com 33% excentricidade estática, à carga nominal.

5.3.2. Grandezas térmicas

Para avaliar o comportamento térmico do motor foram realizados ensaios térmicos para os casos indicados na Tabela 5.3, nas condições do motor à meia carga e à carga nominal. Na Fig. 5.22, apresenta-se a sobrelevação da temperatura média dos enrolamentos do estator, em relação à temperatura ambiente, para os diversos casos experimentais. Como se pode verificar, de modo geral, a variação da temperatura no motor, para os diversos casos de excentricidade, com o mesmo nível de carga, não foi significativa. Destaca-se o caso do funcionamento do motor com 50% (0.6 mm) de excentricidade estática, à meia carga, em que se verificou um aumento de cerca de 7 °C em relação à condição de funcionamento normal, e secundariamente os casos de 33% de excentricidade dinâmica com o motor a operar em meia carga e carga nominal, em torno de 6 °C. Estes resultados apresentam-se coerentes com os valores de rendimento anteriormente apresentados.

Uma vez que se destacou o caso de 50% de excentricidade estática, é interessante observar o que ocorreu com a evolução da temperatura no motor nesta situação. Para tal, apresenta-se na Fig. 5.23, a evolução das temperaturas nos sensores dos enrolamentos e núcleo do estator, da carcaça e da temperatura ambiente. Após duas horas de operação do acionamento, ocorreu um ruído no motor e seguidamente a temperatura nos enrolamentos do estator subiu, como se pode visualizar na Fig. 5.23. Como medida de precaução, posteriormente, o acionamento foi desligado.

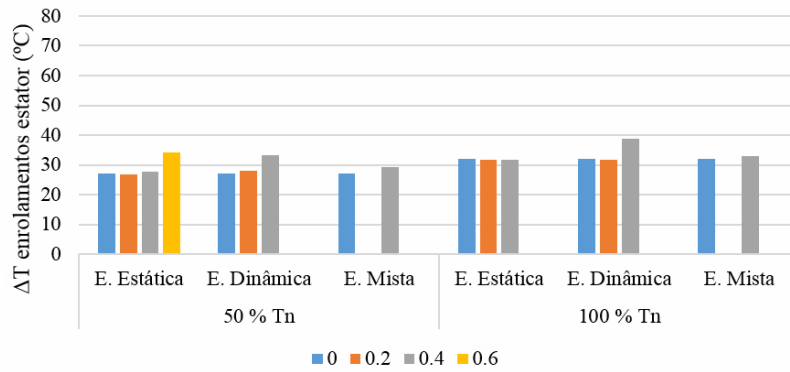


Fig. 5.22. Sobrelevação da temperatura média nos enrolamentos do estator em relação à temperatura ambiente para os casos experimentais.

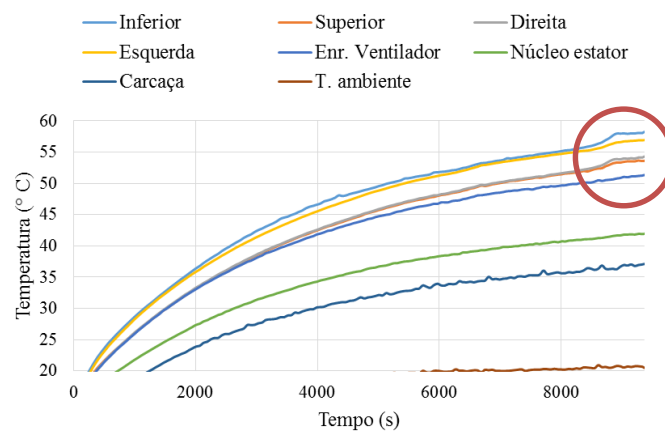


Fig. 5.23. Evolução da temperatura nos sensores dos enrolamentos e núcleo do estator, da carcaça e da temperatura ambiente para o caso do motor com 50% de excentricidade estática e a operar à meia carga.

Com o propósito de determinar a simetria térmica do motor, definiu-se um novo conceito, o *centro térmico*, dado pelo sistema de equações (5.4), tendo como variáveis as temperaturas dos sensores T_{superior} , T_{inferior} , T_{esquerda} e T_{direita} , e que resulta da extrapolação do vulgarmente conhecido, na área de física, como centro de massa de um sistema de partículas [239, 240]. Em (5.4), \vec{r}_{CT} é o vetor posição do centro térmico, X_{CT} e Y_{CT} as componentes resultantes da decomposição do vetor \vec{r}_{CT} , segundo os eixos x e y , respetivamente, i o índice do sensor, \vec{r}_i o vetor posição do sensor i , m_i a temperatura do sensor i , M a soma de todas as temperaturas dos sensores e por fim, x_i e y_i a posição do sensor i , segundo os eixos x e y , respetivamente.

Este conceito poderá ser extrapolado para o uso de três sensores ou para um número maior de sensores, como por exemplo a utilização de três ou quatro sensores em ambos os lados do motor. Associado a este novo conceito definiu-se o índice de *severidade do deslocamento*

do centro térmico, S_{CT} , dado pela equação (5.5). S_{CT} representa a distância do centro ótimo (centro geométrico do estator) ao centro de térmico real (X_{CT} , Y_{CT}), e que é normalizado com a base igual ao raio da linha onde estão instalados os sensores de temperatura L_{sensor} (m). Na Fig. 5.24, encontra-se ilustrado conceito de centro térmico, com a posição dos quatro sensores do lado do ataque e a distância L_{sensor} .

$$\vec{r}_{CT} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^n (m_i \cdot \vec{r}_i) \Rightarrow \begin{cases} X_{CT} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^n (m_i \cdot x_i) \\ Y_{CT} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^n (m_i \cdot y_i) \end{cases} \quad (5.4)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} X_{CTn} = \frac{T_{direita} - T_{esquerda}}{T_{superior} + T_{inferior} + T_{esquerda} + T_{direita}} \\ Y_{CTn} = \frac{T_{superior} - T_{inferior}}{T_{superior} + T_{inferior} + T_{esquerda} + T_{direita}} \end{cases} \quad (n)$$

$$S_{CT} = \frac{\|\vec{r}_{CT}\|}{L_{sensor}} \cdot 100\% \quad (5.5)$$

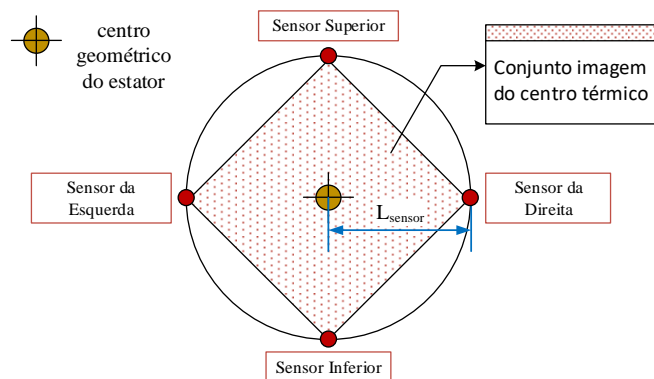


Fig. 5.24. Diagrama ilustrativo do conceito de *centro térmico*.

Os gráficos radar das temperaturas dos sensores supracitados e o centro térmico, para os casos experimentais de excentricidade estática e dinâmica, com o motor à meia carga, são apresentados nas Figs. 5.25 e 5.26, respectivamente. Para uma situação ideal de equilíbrio térmico, considere-se que o gráfico radar é um quadrado centrado na origem do referencial e

o centro térmico deve ser coincidente com a origem do referencial. Por conseguinte, pela análise destas duas figuras, observa-se que as temperaturas nos enrolamentos do estator apresentam um equilíbrio térmico elevado. Verifica-se, também, uma amplitude ligeiramente maior da temperatura no lado esquerdo, que corresponde ao lado das escovas (ver Fig. 5.27). A título de exemplo, as severidades S_{CT} para os casos do motor em funcionamento normal e com 50% de excentricidade estática são de 5.5% e 3.6%, respetivamente.

Quando se impõe um valor de excentricidade estática, o rotor desloca-se para baixo e para direita, afastando-se das escovas, o que aponta para que o centro térmico fique mais próximo da origem do referencial.

O pormenor das escovas do motor é apresentado na Fig. 5.27 (a). Por outro lado, na Fig. 5.27 (b) apresenta-se a fotografia termográfica com o pormenor das escovas, com a grelha de proteção, quando o motor está a operar em condições normais à carga nominal. Pode-se observar uma zona mais clara no interior do motor, a que corresponde às escovas, podendo esta ser a causa principal para o ligeiro desvio do centro térmico para esquerda, no caso de funcionamento normal.

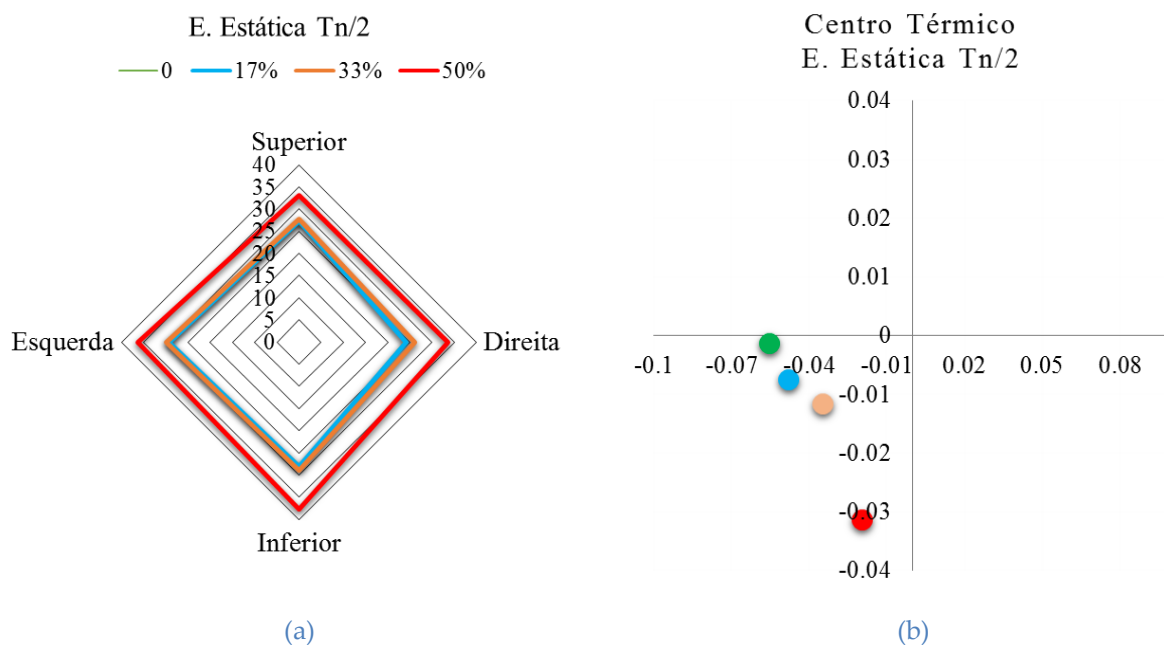


Fig. 5.25. Ponderação das temperaturas nos sensores superior, inferior, da esquerda e da direita, para os casos de excentricidade estática, com motor à meia carga: (a) gráfico radar; (b) centro térmico.

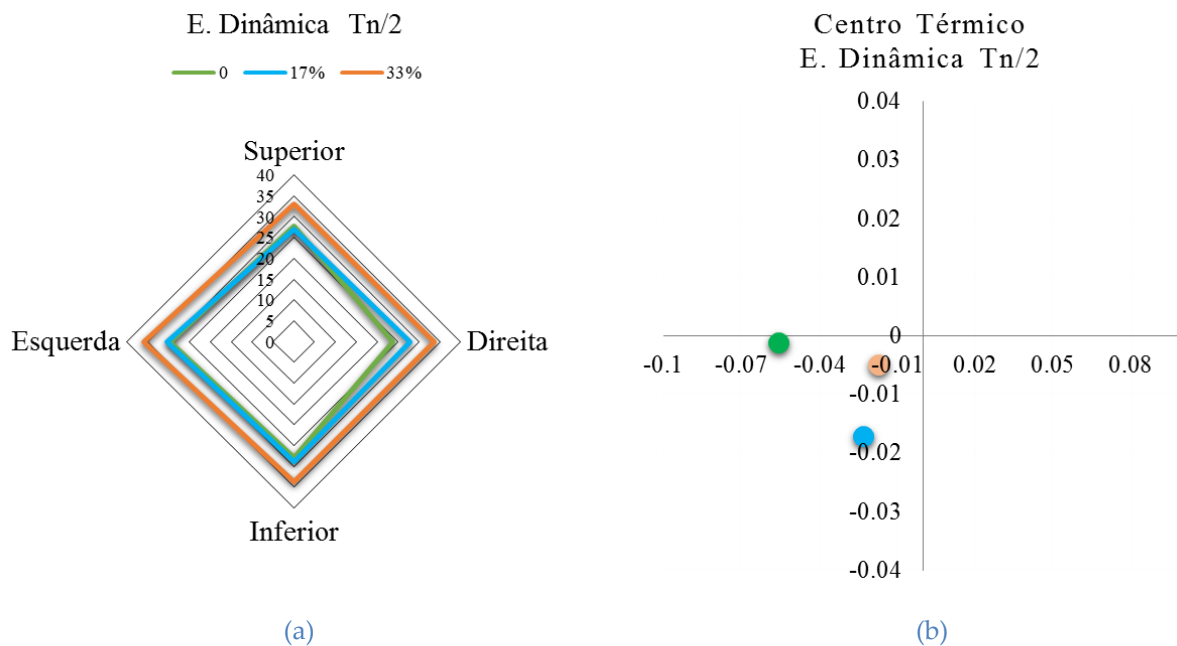


Fig. 5.26. Ponderação das temperaturas nos sensores superior, inferior, da esquerda e da direita, para os casos de excentricidade dinâmica com motor à meia carga: (a) gráfico radar; (b) centro térmico.

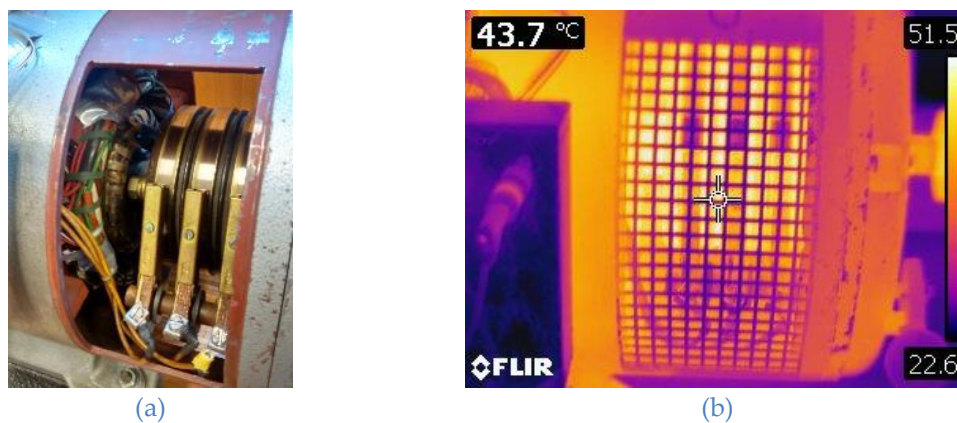


Fig. 5.27. Pormenor das escovas do motor: (a) motor parado sem grelha de proteção das escovas; (b) imagem termográfica do motor, em funcionamento normal à carga nominal.

Através das simulações, pode compreender-se melhor a forma como cada um dos tipos de excentricidade pode afetar a temperatura nos enrolamentos do estator, na sua interação espacial. Com este propósito, foi realizada uma análise, mediante um modelo FEM térmico, com as seguintes simplificações: a geometria do motor é tal que permite a simplificação a um plano 2D, neste caso, a assimetria das entradas de ar do motor, as escovas e a não uniformidade axial do volume do rotor e estator são desprezadas. Assumindo estas premissas, apresenta-se na Fig. 5.28, a distribuição térmica do motor quando simulado o seu funcionamento sem excentricidade e com carga nominal. Estes resultados apresentam zonas mais claras que estão

associadas às zonas mais quentes do motor, que correspondem aos enrolamentos estatóricos. Nesta figura, observa-se que a temperatura varia radialmente e é simetricamente centrada.

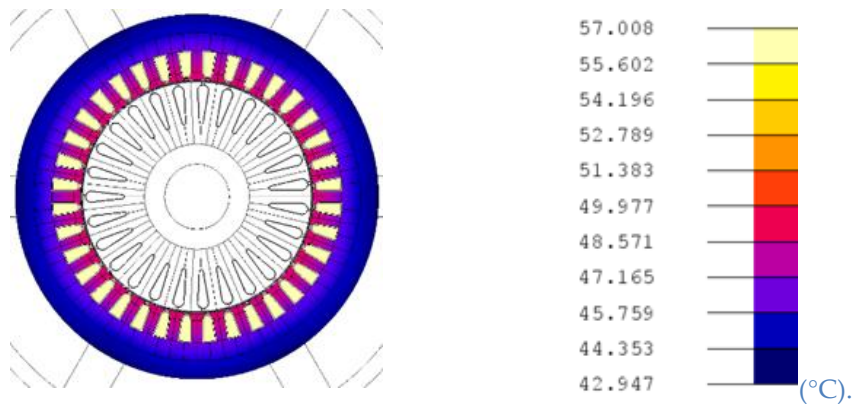


Fig. 5.28. Representação da temperatura no estator do motor, na condição de funcionamento normal e com carga nominal.

Para os casos de excentricidade é possível determinar a espessura do entreferro g , de forma genérica, por (5.6). A Fig. 5.29 ilustra o caso de excentricidade estática [67, 77]. Na função (5.6), α é a posição angular (rad), medida em torno do entreferro, com origem na posição indicada na Fig. 5.29, g_0 a espessura média do entreferro em condições simétricas¹² (m), ∂_{gs} e ∂_{gd} os valores normalizados de excentricidade estática e dinâmica, respetivamente, ω_r a velocidade angular do rotor (rad.s⁻¹) e t o tempo (s).

$$g(\alpha, t) = g_0 [1 - \partial_{gs} \cos(\alpha) - \partial_{gd} \cos(\omega_r t - \alpha)] \quad (5.6)$$

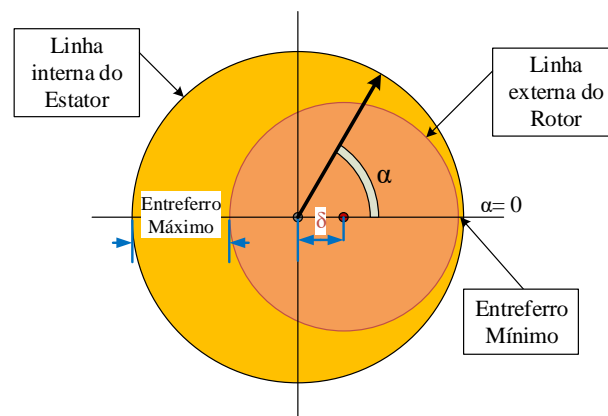


Fig. 5.29. Ilustração auxiliar para o cálculo da espessura do entreferro.

¹² g_0 tem o valor de $(1.2) \cdot 10^{-3}$ m para o caso do motor AEG

Para simplificar, considere-se, para (5.6), a posição angular $\alpha = 0$, $\theta_r = \omega_r t$ e a função \cos periódica em θ_r com o período de 2π . Na Fig. 5.30, está representada a variação espessura do entreferro ao longo do tempo, para os casos de funcionamento normal (curva azul), 33% de excentricidade estática (linha vermelha), 33% de excentricidade dinâmica (curva amarela) e 33% de excentricidade mista (curva lilás). Recorde-se que 33% corresponde a um deslocamento de 0.4 mm. Esta variação, da espessura no entreferro, que difere para cada tipo de excentricidade, será seguidamente explicada.

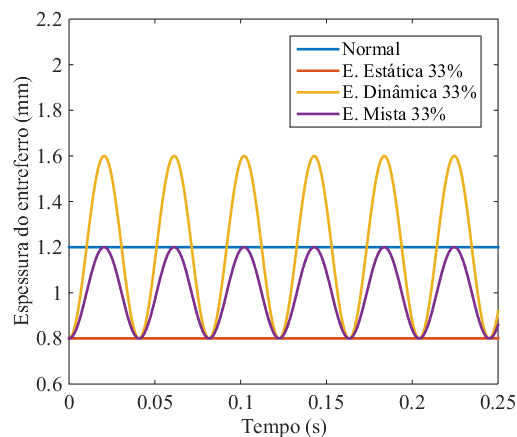


Fig. 5.30. Espessura do entreferro na posição angular de $\alpha=0$, para a situações de funcionamento normal, 33% de excentricidade estática, 33% de excentricidade dinâmica e 33% de excentricidade mista.

Para a condição de excentricidade nula ($\partial_{gs} = \partial_{gd} = 0$), a espessura do entreferro é constante para todo o α , logo a transferência de calor é simétrica, e, portanto, o motor apresenta uma simetria térmica radial.

No caso de existir apenas excentricidade estática ($\partial_{gd} = 0$ e $\delta_{gs} \neq 0$), g pode ser definido por (5.7). Neste caso, g é independente do tempo, pelo que a posição do entreferro mínimo é fixa no espaço. Com excentricidade estática, o centro geométrico do rotor não está coincidente com o centro geométrico do estator, e, portanto, ocorre de forma assimétrica a transferência de calor entre os dois domínios. Como se pode observar na Fig. 5.30, a curva de excentricidade estática mantém o seu valor constante ao longo do tempo (0.8 mm), revelando que a espessura mínima do entreferro se mantém constante nesta posição.

$$g(\alpha) = g_0[1 - \partial_{gs} \cos(\alpha)] \quad (5.7)$$

No caso de existir apenas excentricidade dinâmica ($\partial_{gs} = 0$ e $\delta_{gd} \neq 0$), g pode ser definido por (5.8). Aplicando o teorema do valor médio a (5.8), para $\alpha = 0$, obtém-se a espessura média do entreferro, dada pela equação (5.9). Daqui se deduz que a espessura média do entreferro, para excentricidade dinâmica pura, é de g_0 , ou seja, igual à espessura do entreferro para a condição de não excentricidade. Como se pode observar na Fig. 5.30, para o caso de excentricidade dinâmica, a espessura do entreferro varia ao longo do tempo, entre 0.8 mm e 1.6 mm, com o valor médio de 1.2 mm. Portanto, no caso de excentricidade dinâmica pura, a transferência de calor entre o rotor e o estator ocorre com uma distribuição simétrica.

$$g(\alpha, t) = g_0[1 - \partial_{gd} \cos(\omega_r t - \alpha)] \quad (5.8)$$

$$g_{AVG} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g_0[1 - \partial_{gd} \cos(\theta_r)] d\theta_r = g_0 \quad (5.9)$$

Na situação de excentricidade mista a curva da espessura do entreferro é composta por duas componentes, uma componente contínua dada pela excentricidade estática e uma componente pulsante dada pela excentricidade dinâmica. Deve-se frisar que o nível de 33% mista foi definido como sendo aproximadamente 16.7% de excentricidade estática em conjugação com 16.7% de excentricidade dinâmica.

Como se pode ver na Fig. 5.30, a curva correspondente a excentricidade mista tem o seu valor médio definido pela excentricidade estática, isto é, reduzido de 0.2 mm, relativamente ao valor nominal de 1.2 mm, o que resulta no valor de 1 mm. A espessura do entreferro, na posição angular considerada, varia entre 0.8 mm e 1.2 mm, imposta pela excentricidade dinâmica.

Em conclusão, considerando as simplificações anteriormente referidas, pode-se prever que nos casos em que não há excentricidade e de existir apenas excentricidade dinâmica, o centro térmico mantém-se na origem do referencial, dado que a distribuição de temperatura ao longo do entreferro é uniforme. Nos casos de excentricidade estática e mista, o centro térmico dependerá do módulo, do sentido e da direção do deslocamento ∂_{gs} .

A título exemplificativo, na Fig. 5.31 está representada a distribuição térmica para o caso do motor com 50% de excentricidade estática à carga nominal. Nesta figura pode ser

observada uma distribuição térmica assimétrica, com maior temperatura no sentido do menor entreferro, indicado com a seta de cor verde. Para o caso de funcionamento normal e para o caso anterior de excentricidade estática, estão representadas na Fig. 5.32 as temperaturas no caminho indicado pela circunferência tracejada de cor verde na Fig. 5.31. Como se pode visualizar, no caso de funcionamento normal, a temperatura é praticamente constante ao longo do caminho, enquanto no caso de excentricidade estática verifica-se uma variação de cerca de 2 °C.

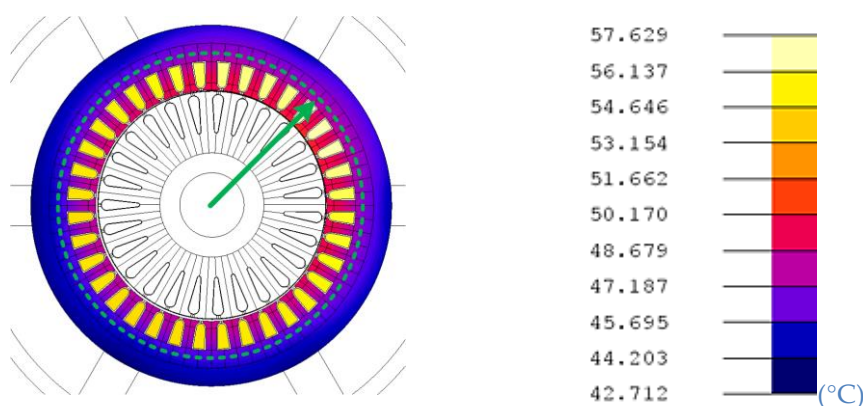


Fig. 5.31. Representação da temperatura no estator do motor, na condição de 50% de excentricidade estática à carga nominal.

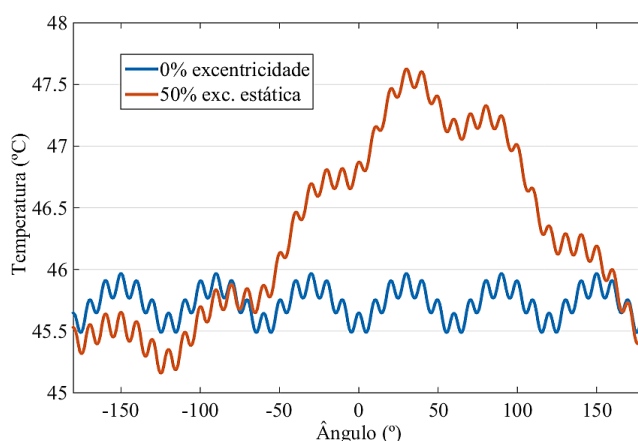


Fig. 5.32. Temperatura ao longo de um caminho circular (-180° a 180° mecânicos), definido e centrado no estator para os casos do motor em funcionamento normal e com 50% de excentricidade estática à carga nominal.

Na Fig. 5.33, apresentam-se as imagens termográficas do motor e do conjunto motor-gerador-carga resistiva, (a) e (b), respectivamente, durante a realização do ensaio do motor com 33% de excentricidade dinâmica e binário nominal. Nestas figuras é possível identificar várias zonas com diferentes temperaturas. A diversidade térmica do motor torna a construção do seu modelo térmico difícil. Portanto, é importante que se realize algumas simplificações, para que se torne viável a simulação da máquina, tendo em conta a maioria dos recursos informáticos disponíveis. À semelhança da Fig. 5.27 (b), também na Fig. 5.33 (a) são visíveis as três zonas mais quentes correspondentes às escovas, na zona da grelha de proteção, no lado direito da figura.

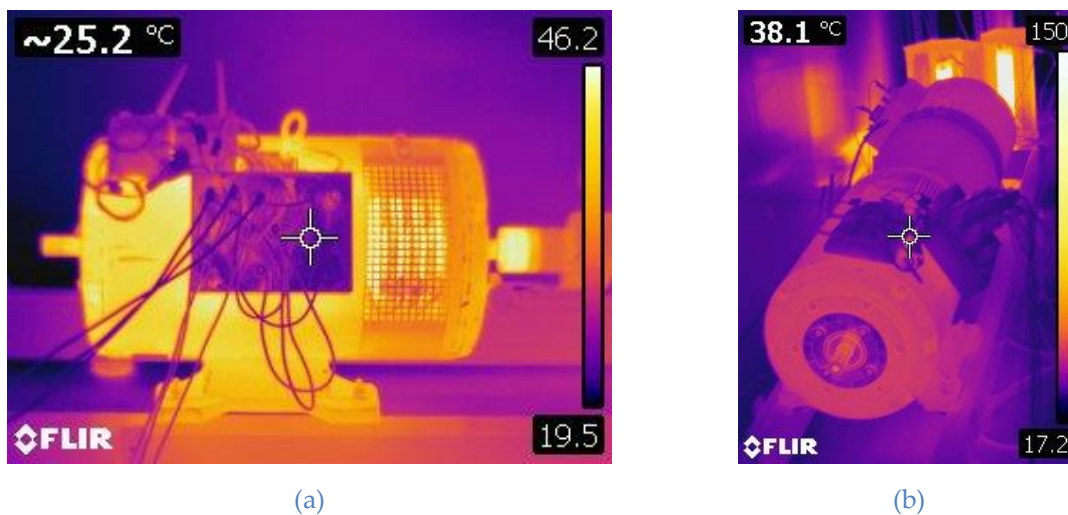


Fig. 5.33. Imagens termográficas: (a) Motor ensaiado; (b) conjunto motor - gerador - carga resistiva.

Após ter sido mostrada a grande diversidade de temperaturas que compõem a imagem térmica do motor, deve-se ressaltar um aspeto importante em relação a análise teórica, anteriormente apresentada, baseada na espessura do entreferro. O aumento de transferência de energia térmica poderá não variar linearmente com a diminuição da distância entre o rotor e o estator. Isto pode ter como causa, por exemplo, o tipo e localização das entradas de ar no motor e os vários fenómenos térmicos, o que poderá fazer com que o motor tenha uma fraca simetria térmica radial. Por exemplo, os motores IE2 e IE3 da WEG, apresentados no capítulo 4, têm uma simetria geométrica interna maior que o motor da AEG. Portanto, como investigação futura, uma forma de melhorar a equação (5.6) para utilização na análise térmica, será incorporar um novo fator, $k(\alpha, t)$, que permitirá acentuar ou diminuir o efeito da transferência de calor em determinada posição e instante de tempo do movimento do rotor.

Neste caso, a equação (5.6) passará a ter a forma de (5.10). Este fator terá de ser determinado mediante ensaios experimentais.

$$g(\alpha, t) = k(\alpha, t) \cdot g_0 [1 - \partial_s \cos(\alpha) - \partial_d \cos(\omega_r t - \alpha)] \quad (5.10)$$

Outro aspeto interessante, observado, é o desvio do centro térmico no caso da excentricidade dinâmica, que apesar de muito ligeiro, poderá ter as seguintes duas causas. A primeira causa está relacionada com a assimetria térmica radial e segunda com o aumento da UMP, causada pela imposição de excentricidade dinâmica, o que poderá causar uma excentricidade estática adicional.

5.4. CONCLUSÕES

Neste capítulo, apresentou-se um estudo sobre o comportamento elétrico, mecânico, eletromagnético e nomeadamente térmico de um motor de indução de rotor bobinado, quando a funcionar em condições normais ou com excentricidade. Com este propósito, foi construída uma montagem experimental que envolveu muitos equipamentos e processos, entre os quais, os sistemas de aquisição de dados elétricos, mecânicos, térmicos, e o sistema de excentricidade. Além disso, foram construídos modelos de elementos finitos do motor para o estudo de grandezas magnéticas e térmicas, com o objetivo de complementar os resultados experimentais.

O conjunto de ensaios experimentais e de simulações realizados é numeroso, mas, de forma geral, incluiu o estudo dos três tipos de excentricidade: a estática, a dinâmica e a mista. Este estudo foi efetuado para vários níveis de excentricidade e para vários valores de carga mecânica.

Os resultados obtidos da THD das correntes de linha permitiram observar que a distorção da corrente é maior para os casos de excentricidade estática, mantendo-se relativamente baixa para os casos de excentricidade dinâmica e intermédia para a excentricidade mista.

A análise dos resultados do rendimento do motor revelou não haver alterações significativas, à exceção dos casos do funcionamento com 50% de excentricidade estática e 33% de excentricidade dinâmica. Os casos em que ocorreu a descida de rendimento pode dever-se a vários fenómenos, a saber: o aumento de atrito de rotação devido à cedência dos mecanismos que suportam o rotor, uma vez que já são valores de excentricidades de grau elevado, e por conseguinte, as forças de atração magnéticas são maiores.

Os resultados de pós-processamento das simulações mostraram um incremento com tendência exponencial na UMP em linha com o nível excentricidade. Para mitigar a lacuna na literatura, no que respeita à relação entre as forças magnéticas no motor devido à excentricidade e a vida útil dos rolamentos, recorreu-se à expressão matemática definida na norma ISO 281: 2007. Esta análise permitiu concluir que há uma redução muito significativa no número de horas de vida útil dos rolamentos, para os casos de maiores níveis de excentricidade.

Os resultados das grandezas térmicas mostraram-se coerentes com o rendimento do motor. Nos casos em que o rendimento do motor foi menor, ocorreu um aumento de temperatura. Para melhor compreender a forma como a excentricidade pode causar uma transferência de calor assimétrica, utilizaram-se duas abordagens novas que não foram encontradas na literatura. A primeira foi a de definir o conceito de *centro térmico*, com recurso a quatro sensores, localizados nas cabeças das bobinas do estator no lado de ataque, afastados entre si de 90° e com o mesmo raio em relação ao centro geométrico do estator. Esta abordagem permitiu visualizar o centro térmico real e, com isto, viabilizar a oportunidade de, por exemplo, nos trabalhos de fabricação ou manutenção do motor, efetuar a correção deste centro, e, assim, equilibrar a deterioração natural, por temperatura, do isolamento dos enrolamentos. Associado a este conceito foi também definido o índice de *severidade do deslocamento do centro térmico*, traduzindo a distância do centro térmico ótimo (coincidente com o centro geométrico do estator) ao centro térmico real (X_{CMT} , Y_{CMT}). No estudo realizado no âmbito desta tese, o motor apresentou uma simetria térmica elevada para todos os casos estudados.

A segunda abordagem assentou na análise da equação que permite calcular a distância entre o rotor e o estator em casos de excentricidade, isto é, a espessura do entreferro em cada posição angular em função do tempo. Esta abordagem teve como objetivo estudar de que

forma o deslocamento espacial do rotor em relação ao estator pode causar uma transferência de calor assimétrica entre ambos. Para tal, utilizaram-se algumas simplificações na geometria do motor. Os resultados desta abordagem indicam que o deslocamento do centro térmico se deve, sobretudo, ao nível de severidade da excentricidade estática.

De forma sumária, tendo como base os resultados experimentais, as simulações e as abordagens teóricas realizadas, prevê-se que, para níveis de excentricidade moderados, inferiores a 33%, apesar de conduzirem a uma redução da vida útil dos rolamentos, não haja outros efeitos adversos ao motor a curto prazo. Prevê-se, portanto, que a máquina não tenha nem um aquecimento excessivo, nem uma diminuição de rendimento significativa, nem uma alteração considerável do deslizamento, e, conseqüentemente, de velocidade.

Para severidades acima de 33%, é necessário entrar em conta com fatores como a resistência dos materiais, tolerâncias dos mecanismos, peso do rotor, flexão rotórica, entre outros. No entanto, é referido em [76] que, no âmbito de programas de manutenção, excentricidades de 20% seriam consideradas inadmissíveis e de 50% ou maiores seriam consideradas suficientemente graves para a remoção imediata do motor do serviço. Assim sendo, é razoável dizer-se que o estudo apresentado neste capítulo abrangeu uma gama de níveis de excentricidade muito importante.

É, igualmente, importante referir que o recurso a aplicações de elementos finitos se revelou de grande interesse, pois os modelos desenvolvidos permitiram estudar a máquina numa perspetiva que, em alguns aspetos, é inexecutável na prática, tais como a visualização de zonas de maior densidade de fluxo magnético e a distribuição térmica interna no motor. Outro aspeto relevante é a possibilidade de simular cada tipo de excentricidade de forma isolada.

6. MOTOR DE INDUÇÃO COM FRATURAS NA GAIOLA

Neste capítulo apresenta-se um estudo sobre avarias na gaiola do motor IE3 da WEG, tendo como base, a utilização de modelos FEM para a simulação das condições de funcionamento normal e de avaria. Nas simulações considerou-se uma carga mecânica de binário constante e uma tensão de alimentação sinusoidal com o valor eficaz igual ao valor nominal do motor. Para este estudo, os dados elétricos, mecânicos e eletromagnéticos, bem como as fontes de calor, foram obtidos através do modelo magnético transitório 2D. Para simular o comportamento térmico do motor foi utilizado um modelo 3D. A obtenção destes dados e a modelização das fraturadas na gaiola, no modelo magnético transitório, podem ser consultadas no capítulo 3.

Neste capítulo, na secção 6.1 apresentam-se os casos estudados. De seguida, na secção 6.2 apresentam-se e discutem-se os resultados. No final, na secção 6.3, surgem as conclusões deste capítulo.

6.1. CASOS ESTUDADOS

Na Tabela 6.1 estão sumarizadas as diferentes condições de funcionamento simuladas. Para todos os casos, o motor foi alimentado com uma tensão de linha sinusoidal com o valor eficaz de 400 V e foi considerado um binário de carga constante de 26 N.m. Os casos simulados

incluem barras adjacentes e não adjacentes fraturadas, bem como a condição em que ocorre o mascaramento da avaria, isto é, o caso em que duas barras fraturadas estão afastadas de 90° elétricos. Adicionalmente, foram realizadas simulações para o caso de um anel fraturado.

Tabela 6.1. Casos estudados do motor com avarias na gaiola

Casos estudados	Letra
Motor em condições normais	A
Uma barra fraturada	B
Duas barras adjacentes fraturadas	C
Três barras adjacentes fraturadas	D
Quatro barras adjacentes fraturadas	E
Duas barras fraturadas afastadas de 90° elétricos	F
Duas barras fraturadas afastadas de 180° elétricos	G
Anel fraturado entre a barra B1 e a barra B2	H

6.2. RESULTADOS

Esta secção está dividida em duas partes, na secção 6.2.1 apresentam-se os resultados referentes às grandezas elétricas, mecânicas e eletromagnéticas e na secção 6.2.2 os resultados relativos às grandezas térmicas.

6.2.1. Grandezas elétricas, mecânicas e eletromagnéticas

Uma das consequências de barras faturadas na gaiola é a assimetria do campo magnético e que se repercute nas correntes de alimentação do motor. Nas Figs. 6.1 e 6.2 apresentam-se as correntes de linha do motor para os casos de funcionamento normal e com quatro barras adjacentes fraturadas, respetivamente. Como se pode observar na Fig. 6.2, é clara a existência de uma modulação em amplitude, não sendo observada para o caso do motor em condições normais na Fig. 6.1.

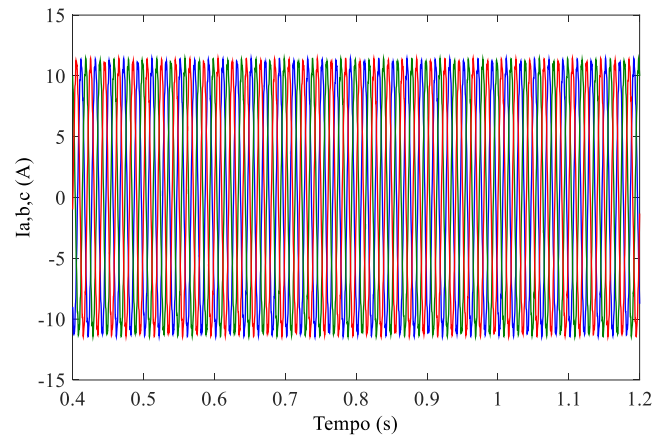


Fig. 6.1. Correntes de linha do motor para a condição de funcionamento normal.

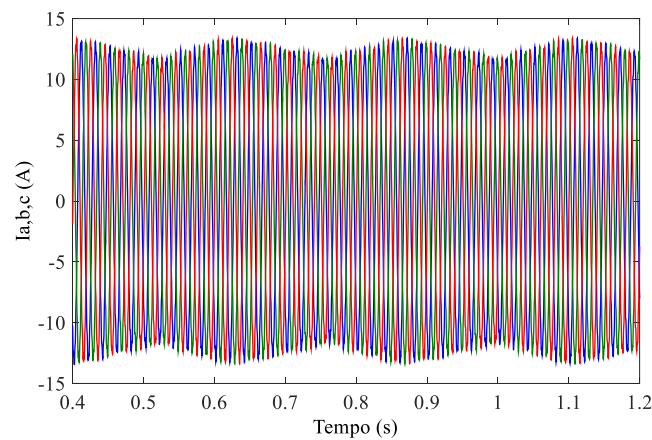


Fig. 6.2. Correntes de linha do motor para o caso de quatro barras adjacentes fraturadas.

Segundo a literatura, uma barra ou um anel fraturado na gaiola dá origem a uma componente na corrente do estator com uma frequência de $(1 - 2s)f_s$ (geralmente conhecida como "banda lateral inferior - LSB"). Além disso, esta componente de frequência $(1 - 2s)f_s$ produz um binário com uma componente de frequência de $2sf_s$, e, conseqüentemente, uma oscilação na velocidade de rotor com a mesma frequência, o que resulta numa componente superior $(1 + 2s)f_s$ na corrente (geralmente conhecida como "banda lateral superior - USB"). A sequêcia de bandas laterais é dada pela equação (6.1), em que f_s é a frequência da componente fundamental da tensão de alimentação, k um número inteiro e s o deslizamento [127, 128, 134, 137, 139].

$$f_{SB} = (1 \pm 2k_i s) f_s, \quad k_i = 1, 2, 3, \dots \quad (6.1)$$

Na Fig. 6.3, apresentam-se os espectros das correntes de linha para os casos do motor em condições normais de funcionamento e com uma, duas, três e quatro barras adjacentes

fraturadas, correspondentes aos casos B, C, D e E, respectivamente. Adicionalmente, são indicadas as componentes para a condição de um anel faturado, caso H.

Por outro lado, apresentam-se na Fig. 6.4 os espectros das correntes de linha para os casos do motor a funcionar com duas barras não adjacentes fraturadas, separadas em meio passo polar (caso F, 90° elétricos) e em um passo polar (caso G, 180° elétricos).

Para os casos B, C, D e E, as componentes LSB e USB são facilmente visíveis, e as suas amplitudes aumentam com o aumento do número de barras adjacentes fraturadas. Por exemplo, a componente LSB para $k_i=1$, é cerca de 1% e 7% da amplitude da componente fundamental, para os casos B e E, respectivamente. Para o caso do anel fraturado, as componentes de frequência LSB e USB têm amplitudes semelhantes às do caso de três barras fraturadas. Em contrapartida, no caso da máquina em condições normais, estas componentes não são visíveis.

No que diz respeito ao caso de duas barras fraturadas, afastadas de 180° elétricos, os efeitos desta avaria na corrente são semelhantes aos do caso de duas barras adjacentes fraturadas, resultando em componentes LSB e USB com amplitudes próximas para ambos os casos. No caso em que o afastamento é cerca de 90° elétricos, ocorre a camuflagem das componentes LSB e USB, resultando em amplitudes menores face ao caso de uma única barra fraturada. Não obstante, são visíveis as componentes com as frequências $(1 \pm 4s)f_s$.

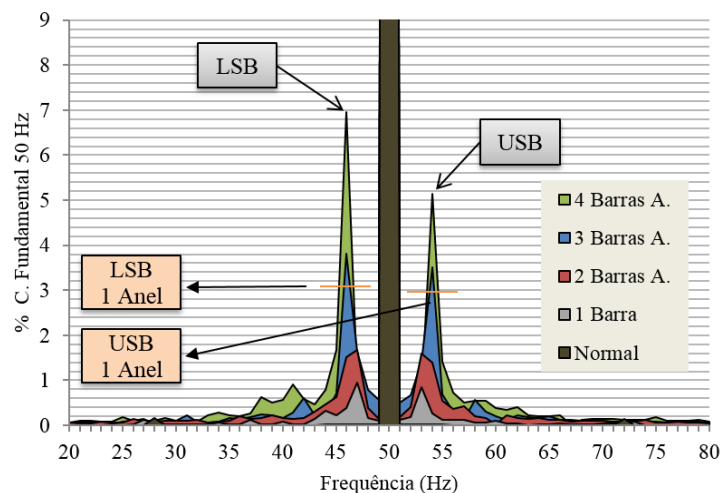


Fig. 6.3. Espectro das correntes de linha do motor (Fase A), normalizado com a componente fundamental (50 Hz), para diferentes condições de barras fraturadas, casos: A, B, C, D, E e H.

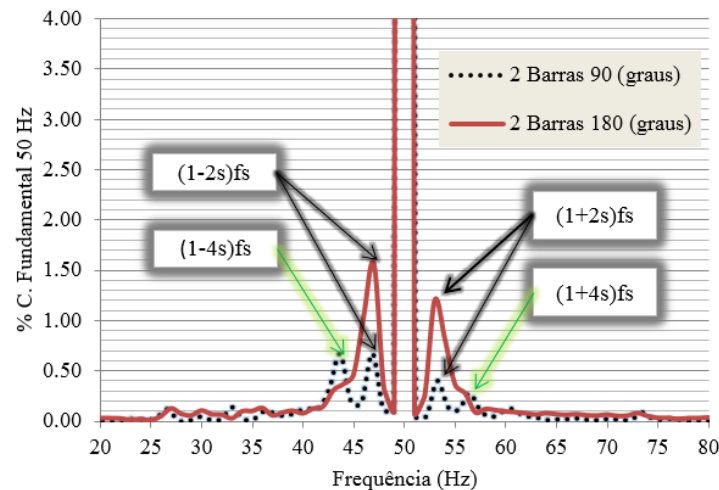


Fig. 6.4. Espectro das correntes de linha (Fase A) do motor, normalizado com a componente fundamental (50 Hz), para os casos de barras não adjacentes fraturadas, F e G.

O deslizamento, as amplitudes das componentes de frequência laterais LSB e USB, normalizadas com a componente fundamental da corrente de linha, a THD e o valor médio dos valores eficazes por fase da corrente estão sumarizados na Tabela 6.2. Como se pode constatar, além das componentes de frequência anteriormente comentadas, observa-se que o deslizamento, a THD e o valor da corrente aumentam em linha com o número de barras adjacentes fraturadas. No caso de um anel fraturado estes parâmetros apresentam valores próximos aos casos de duas e três barras adjacentes fraturadas.

Tabela 6.2. Componentes de frequência, deslizamento, THD e corrente eficaz média

Casos	Deslizamento%	LSB ($k_i=1$)		USB ($k_i=1$)		THD%	I (A)
		f_{SB}	Amplitude%	f_{SB}	Amplitude%		
A	3.14	-	-	-	-	3.17	4.54
B	3.24	46.76	0.94	53.24	0.85	3.45	4.58
C	3.44	46.56	1.67	53.44	1.60	4.61	4.68
D	3.72	46.28	3.82	53.72	3.51	6.64	4.85
E	4.24	45.76	6.95	54.24	5.15	9.70	5.08
F	3.37	46.63	0.68	53.37	0.41	3.33	4.64
G	3.37	46.63	1.57	53.37	1.20	4.02	4.63
H	3.50	46.50	2.88	53.50	3.14	6.63	4.70

A potência mecânica e o rendimento do motor, para todos os casos analisados, apresentam-se no gráfico de barras da Fig. 6.5. Como se pode se pode verificar, a potência mecânica diminui (devido à velocidade) com o aumento do número de barras adjacentes fraturadas, com um declínio acentuado no caso de quatro barras, no qual a gaiola está severamente danificada. No caso de um anel fraturado, a potência mecânica situa-se entre os

valores para os casos de duas e três barras adjacentes fraturadas. Por seu turno, para a maior parte dos casos, o rendimento do motor não é afetado significativamente. No caso mais grave (caso E), a diminuição do rendimento do motor é de cerca de três pontos percentuais.

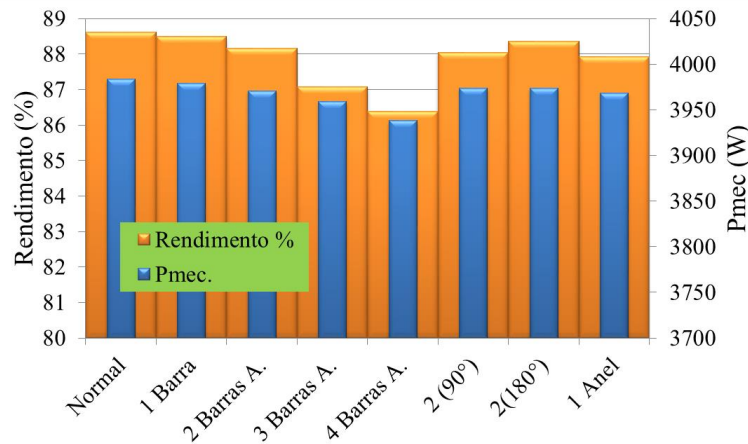


Fig. 6.5. Potência mecânica e rendimento do motor para todos os casos analisados.

Com o propósito de ilustrar a influência de uma avaria na gaiola do motor, no binário eletromagnético, na velocidade do rotor e na potência mecânica, estas três grandezas são apresentadas nas Figs. 6.6 e 6.7, para os casos do motor funcionar em condições normais (caso A) e com quatro barras adjacentes fraturadas (Caso E), respectivamente. As quantidades são expressas no sistema “por unidade” tendo como base os valores nominais do motor. No caso A, a ondulação do binário eletromagnético não é significativa, por conseguinte, a velocidade pode ser considerada constante. Por outro lado, no caso E, a ondulação do binário eletromagnético é relativamente elevada, o que resulta em oscilações de velocidade.

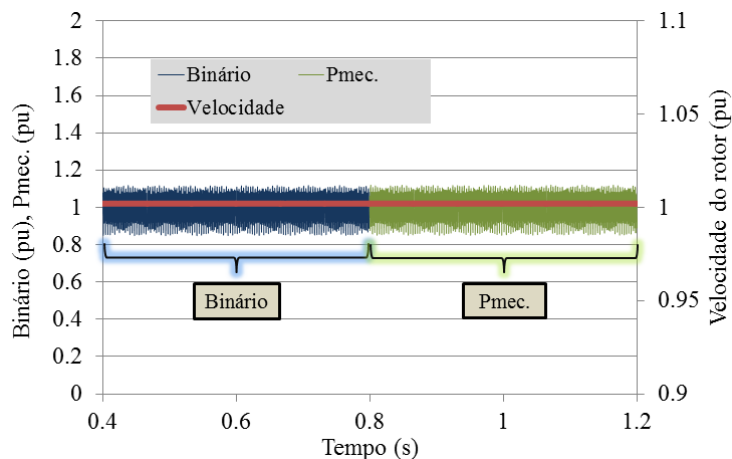


Fig. 6.6. Binário eletromagnético, velocidade do rotor e potência mecânica para o caso do motor a funcionar em condições normais, A.

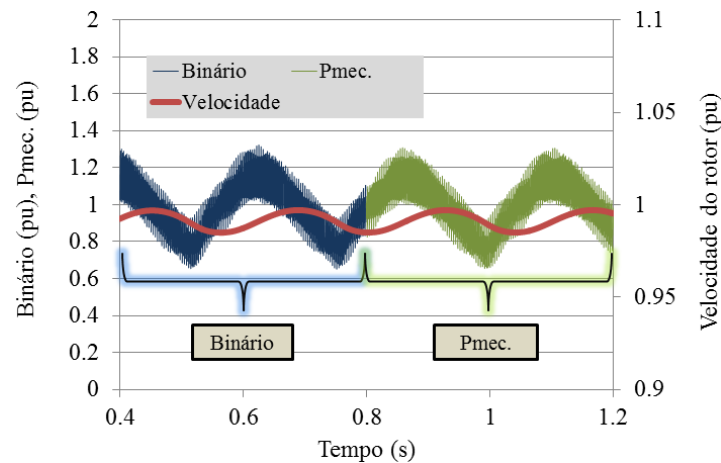


Fig. 6.7. Binário eletromagnético, velocidade do rotor e potência mecânica para o caso do motor a funcionar com quatro barras adjacentes fraturadas, E.

Uma barra ou um conjunto de barras fraturadas causa uma distribuição não uniforme das correntes na gaiola do rotor. As barras imediatamente adjacentes às barras fraturadas apresentam correntes com valores eficazes maiores, o que conduz a esforços térmicos acrescidos.

Apresentam-se nas Figs. 6.8 e 6.9 os gráficos de radar do valor da corrente eficaz em cada barra do rotor para quatro casos. Na Fig. 6.8, mostram-se os casos de funcionamento normal (a) e uma barra fraturada (b), e na Fig. 6.9, os casos de quatro barras adjacentes fraturadas (a) e um anel fraturado (b).

No caso do motor funcionar em condições normais, Fig. 6.8(a), a simetria radial, da distribuição da corrente nas barras, é quase perfeita, com o valor eficaz da corrente em cada barra, muito próximo, aproximadamente 238A. No caso de uma barra fraturada (B1), Fig. 6.8(b), a simetria radial da distribuição da corrente não é verificada. Na barra fraturada não há corrente, mas nas barras imediatamente adjacentes circula uma corrente maior, com cerca de 300A. No caso de quatro barras adjacentes fraturadas (B1, B2, B3 e B4), Fig. 6.9(a), a assimetria radial das correntes é ainda maior e as barras adjacentes às barras fraturadas possuem correntes muito elevadas. Este aumento na corrente atinge 126% ($IB5=537A$), relativamente à média dos valores eficazes das correntes, nas barras do rotor do motor, em condições normais. Por fim, no caso de um anel fraturado, Fig. 6.9(b), pode-se, também, visualizar a perda de simetria na distribuição das correntes nas barras, no entanto inferior aos dois casos de avaria supramencionados.

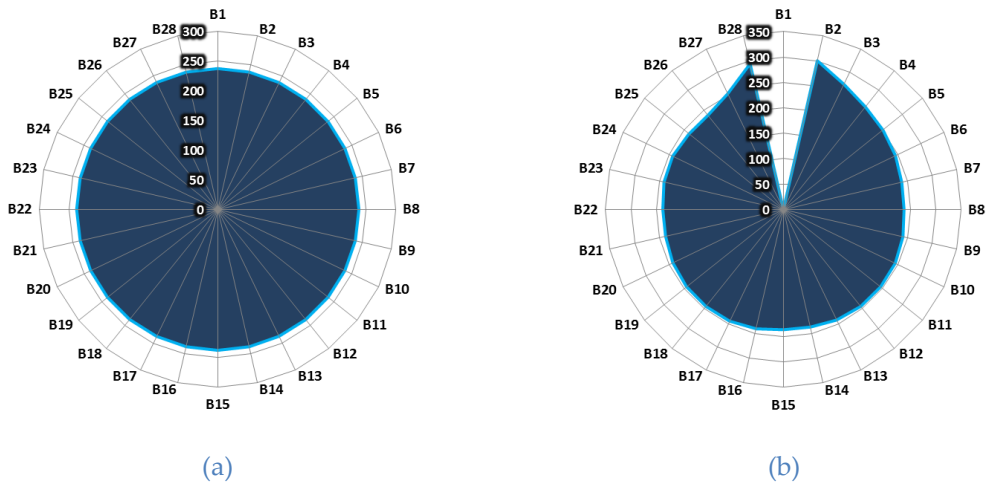


Fig. 6.8. Gráfico de radar dos valores eficazes das correntes das barras do rotor: (a) motor a funcionar em condições normais; (b) motor a funcionar com uma barra fraturada (B1).

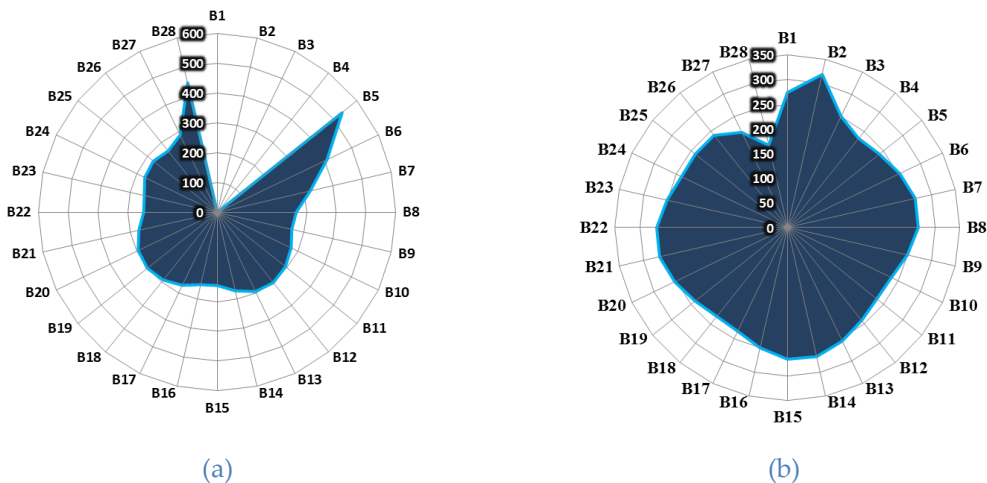


Fig. 6.9. Gráfico de radar dos valores eficazes das correntes das barras do rotor: (a) motor a funcionar com quatro barras adjacentes fraturadas (B1, B2, B3 e B4); (b) motor a funcionar com um anel fraturado entre as barras B1 e B2.

Para quantificar a perda de simetria, das correntes nas barras, é possível aplicar a fórmula do desvio padrão dada pela equação (6.2), em que sd é o desvio padrão da amostra, N o número de elementos no conjunto e \bar{x} a média da amostra. Apresentam-se na Tabela 6.3 os valores do desvio padrão da amostra para todos os casos. No caso do motor funcionar em condições normais, o valor do desvio é muito pequeno, cerca de 0.03 A. No caso do motor com um anel faturado, o desvio é relativamente baixo, aproximadamente 25 A. Nos restantes casos, o valor do desvio é maior, aumentando em linha com o número de barras fraturadas. Para o caso mais severo, de quatro barras fraturadas, o desvio é aproximadamente 124 A. É

conveniente, ainda, ressaltar que o valor do desvio é muito semelhante para os três casos relativos a duas barras fraturadas.

$$sd = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \quad (6.2)$$

Tabela 6.3. Desvio padrão dos valores eficazes das correntes das barras para todos os casos

Casos	sd (A)
A	0.03
B	49.46
C	75.18
D	99.17
E	124.38
F	72.70
G	70.87
H	24.75

Com a finalidade de ilustrar a influência das barras fraturadas na densidade de fluxo magnético, foi traçado, no modelo de simulação magnético, um caminho que corresponde a uma circunferência no entreferro, como ilustrada na Fig. 6.10. Para cada ponto deste caminho foi obtida a amplitude da densidade de fluxo magnético.

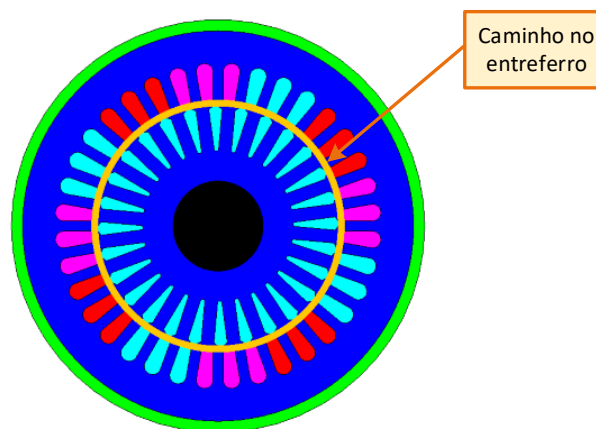


Fig. 6.10. Caminho no entreferro para obtenção da densidade fluxo magnético.

A densidade de fluxo magnético, neste caminho, para os dois casos extremos A e E, em regime permanente, é apresentada nas Figs. 6.11 e 6.12, respectivamente. Como se pode observar, no caso de avaria, a distribuição da densidade de fluxo apresenta maior distorção em comparação com a distribuição para o caso de funcionamento normal do motor. No caso normal, a forma de onda tem maior similitude com uma senoide. A distorção da densidade

de fluxo foi constatada para todos os casos em que o rotor tem barras fraturadas ou um anel fraturado.

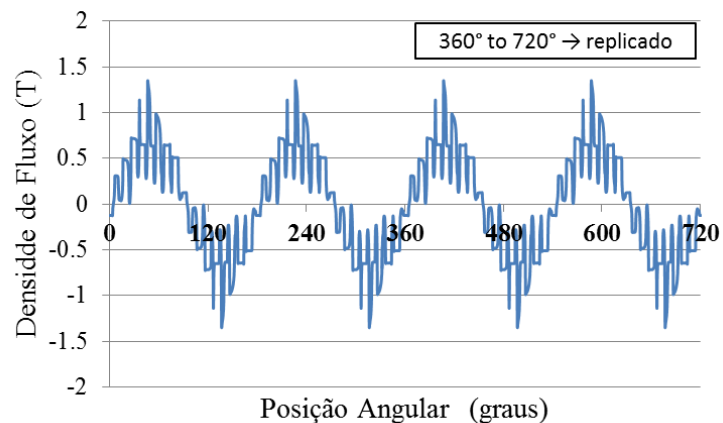


Fig. 6.11. Componente normal da densidade do fluxo magnético no entreferro para o caso do motor em funcionamento normal, A.

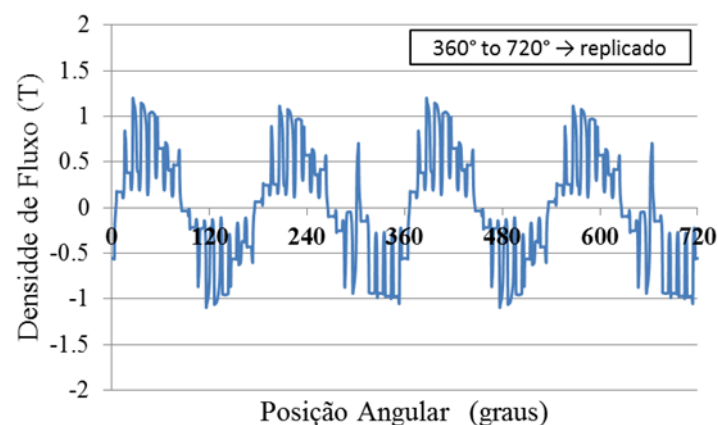


Fig. 6.12. Componente normal da densidade do fluxo magnético no entreferro para o caso do motor com quatro barras adjacentes fraturadas, E.

Os espectros da densidade de fluxo magnético no entreferro, normalizados com a componente fundamental de 50 Hz, para os casos A e E, apresentam-se nas Figs. 6.13(a) e 6.13(b), respetivamente. Como se pode observar, para o caso E (quatro barras fraturadas), estão presentes de forma destacada as componentes harmónicas de 25 Hz e 75 Hz, com amplitudes de aproximadamente 7% e 21%, respetivamente. Por outro lado, no caso de funcionamento normal, estas componentes harmónicas não são significativas, apresentando amplitudes inferiores a 1%.

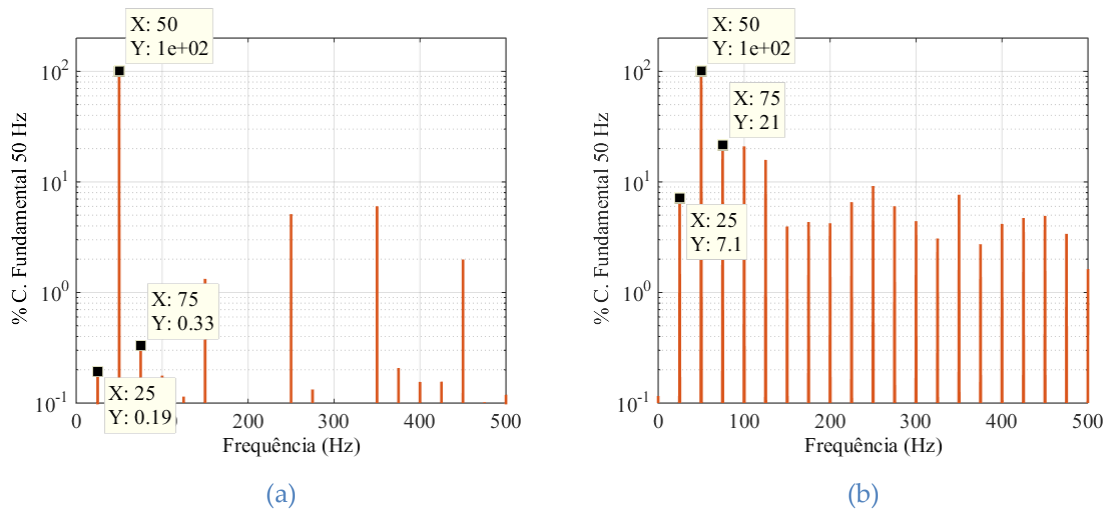


Fig. 6.13. Espectro da densidade de fluxo magnético no entreferro: (a) motor em funcionamento normal (caso A); (b) motor com quatro barras adjacentes fraturadas (caso E).

Nas Figs. 6.14 e 6.15, encontram-se representadas as densidades de fluxo magnético no rotor e no estator para os casos A e E, respectivamente. No caso do motor funcionar em condições normais (caso A), a densidade de fluxo é simétrica (periodicidade de 90 graus mecânicos), enquanto no caso de quatro barras fraturadas (caso E), a densidade de fluxo é assimétrica, ocorrendo saturações locais nas regiões próximas das barras fraturadas (zona mais clara, assinalada com uma linha fechada amarela). Note-se que a curva B-H do núcleo do motor inicia a sua zona de saturação aproximadamente acima de 1.7 T, como se pode visualizar na Fig. A. 3 do Apêndice. Estes níveis de saturação locais verificam-se para todos os casos de avaria estudados. A saturação do material ferromagnético é um fator importante, que está na origem das bandas laterais, ao redor da frequência fundamental, nas correntes de alimentação do motor. Segundo alguns autores, a saturação pode estar relacionada com a falta de desmagnetização pelas correntes das barras fraturadas nessa região [120, 131, 157].

Nas Figs. 6.16 e 6.17 encontram-se representadas as permeabilidades relativas magnéticas para os casos em que o motor funciona com duas barras fraturadas, correspondentes aos casos F e G, respectivamente. Nestas figuras, a posição das barras fraturadas está indicada com setas de cor verde. É interessante verificar que para caso F, no qual ocorre o mascaramento da avaria, a simetria radial, da distribuição da permeabilidade, é maior comparativamente ao caso G, o que está em conformidade com o que foi dito anteriormente, sobre a relação entre a saturação e o aparecimento das bandas laterais nas correntes de alimentação do motor.

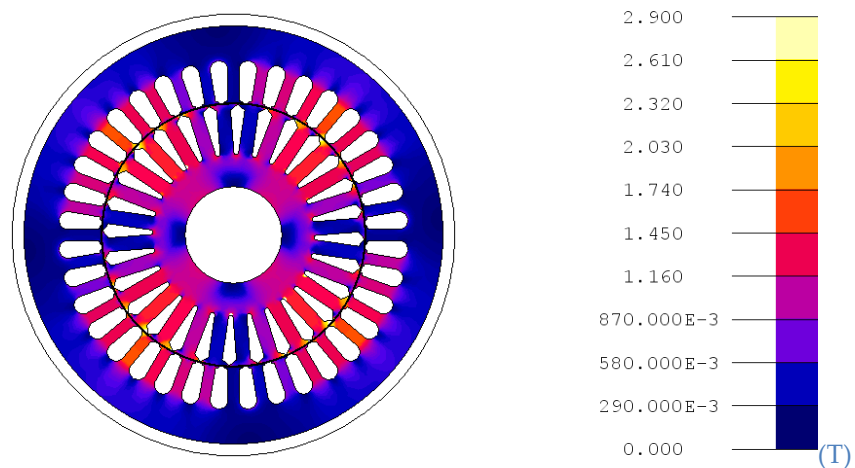


Fig. 6.14. Representação da densidade de fluxo magnético para o caso do motor em funcionamento normal, A.

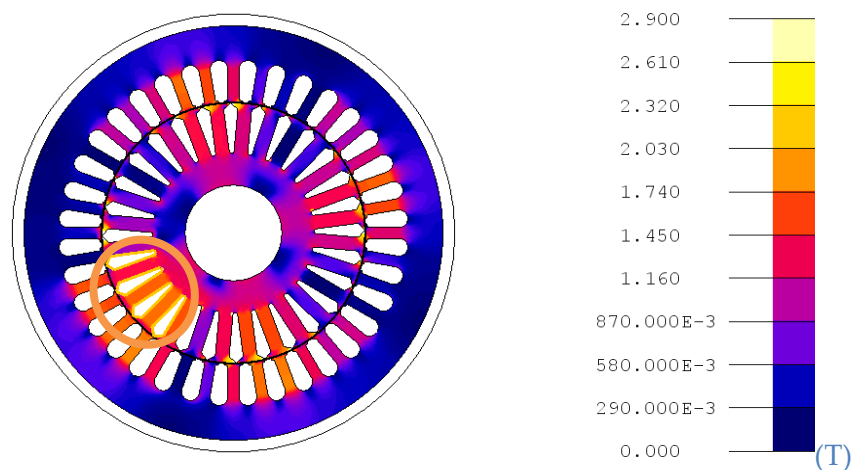


Fig. 6.15. Representação da densidade de fluxo magnético para o caso do motor a funcionar com quatro barras adjacentes fraturadas, E.

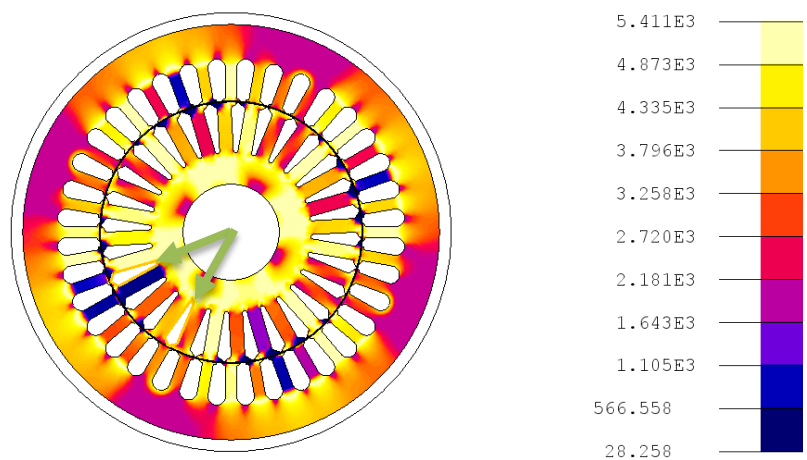


Fig. 6.16. Representação da permeabilidade magnética relativa para o caso do motor a funcionar com 2 barras fraturadas, afastadas de 90° elétricos, F.

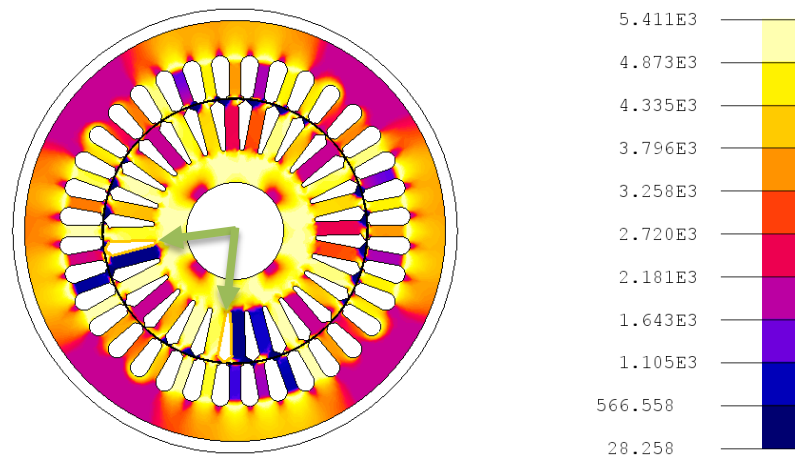
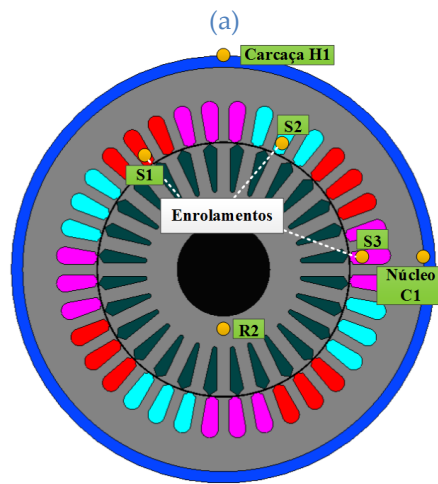
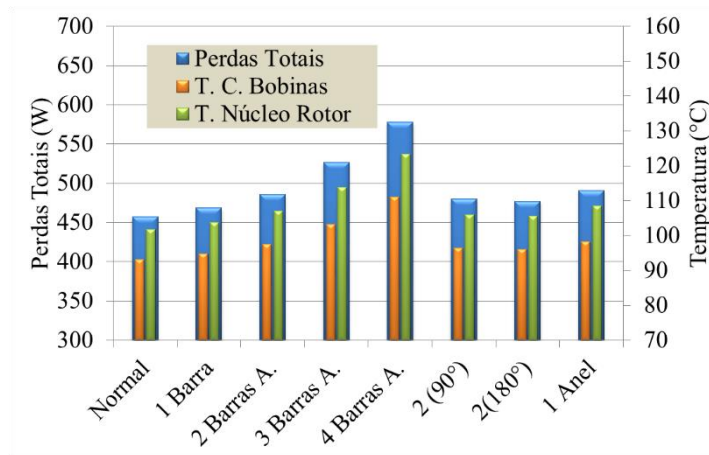


Fig. 6.17. Representação da permeabilidade magnética relativa para o caso do motor a funcionar com 2 barras fraturadas, afastadas de 180° elétricos, G.

6.2.2. Grandezas térmicas

No gráfico de barras da Fig. 6.18(a) apresentam-se as perdas totais (a soma das perdas por efeito Joule com as perdas no ferro), a temperatura no sensor do enrolamento do estator S2 e a temperatura no sensor do rotor R2, para todos os casos. Na Fig. 6.18(b), recapitula-se a localização dos sensores. Como se pode verificar, quando o motor funcionou com avaria na gaiola do rotor ocorreu um aumento nas perdas totais, o que, naturalmente, levou ao aumento de temperatura. Nos casos específicos de três e quatro barras adjacentes fraturadas, o aumento de temperatura para S2 foi cerca de 11% e 19%, respetivamente, comparativamente ao caso de funcionamento normal do motor. Para o caso de um anel fraturado o aumento de temperatura foi ligeiramente superior ao caso de duas barras adjacentes fraturadas, com um aumento de 5,4%.

A título de exemplo, apresenta-se na Fig. 6.19, os resultados de simulação, referentes à evolução das temperaturas nos sensores R2 e S2, em função do tempo, para os casos do motor funcionar em condições normais e com quatro barras adjacentes fraturadas. Como se pode ver, na condição de avaria, a temperatura é substancialmente maior, correspondendo a um aumento nas temperaturas dos sensores do rotor e dos enrolamentos do estator, em cerca de 22° C e 18° C, respetivamente.



(b)

Fig. 6.18. Temperatura e potência de perdas no motor: (a) temperatura nos sensores S2 (estator) e R2 (rotor), e potência de perdas totais para todos os casos; (b). localização dos sensores.

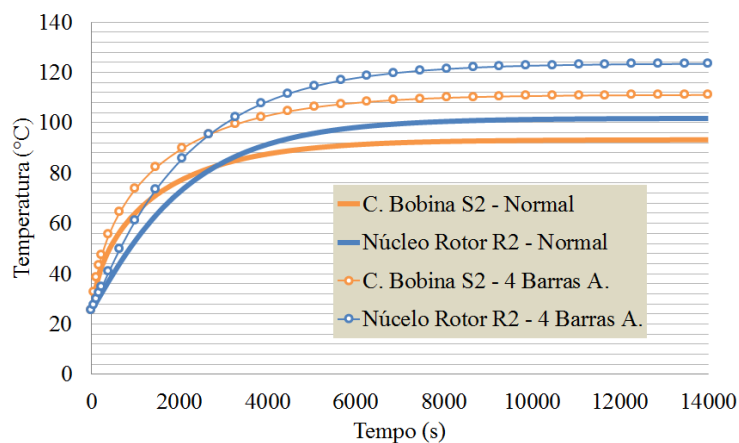


Fig. 6.19. Evolução da temperatura no motor para os casos de funcionamento normal e de quatro barras adjacentes fraturadas, nos sensores S2 (estator) e R2 (rotor).

Uma das causas que promove o aumento de perdas no motor está relacionada com o aumento do deslizamento. Neste estudo, verificou-se que o deslizamento aumenta em linha com o número de barras fraturadas, conduzindo, portanto, ao aumento de temperatura no rotor. A título de exemplo, para o caso de quatro barras fraturadas, o aumento de deslizamento foi cerca de 35% face a condição normal e a temperatura no sensor R2 teve um aumento em torno de 18%.

Ainda que tenha ocorrido um aumento de temperatura global no motor, nos casos da gaiola do rotor danificada, o movimento de rotação do rotor e o seu baixo gradiente de temperatura leva a que distribuição de temperatura no estator permaneça com simetria radial. Por outras palavras, a temperatura varia ao longo da direção radial, em relação ao centro geométrico do perímetro interno do estator, tendo este tipo de simetria sido verificado para todos os casos. A título exemplificativo, na Fig. 6.20 apresenta-se a distribuição de temperatura para o caso de duas barras fraturadas, onde é possível visualizar a simetria térmica no estator.

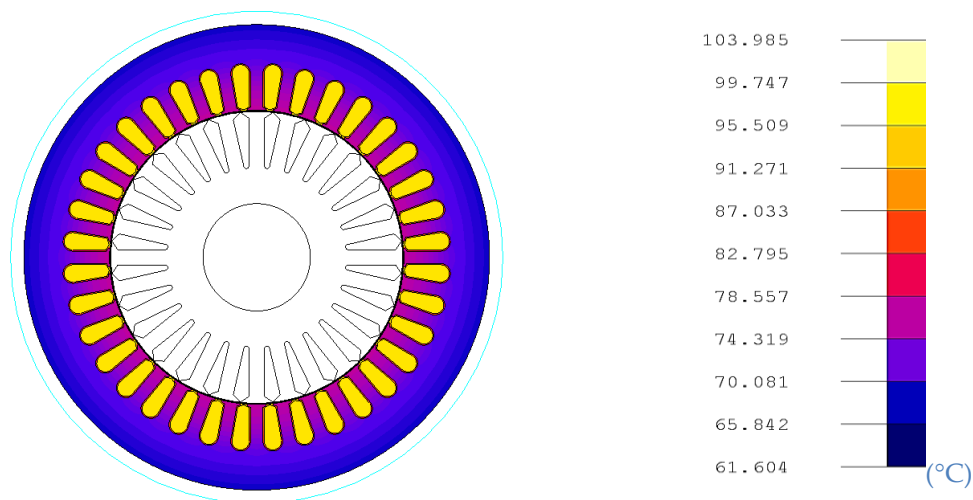


Fig. 6.20. Temperatura no estator para o caso de duas barras fraturadas.

A distribuição de temperatura, no modelo 3D do rotor, para o caso de funcionamento normal, é apresentada na Fig. 6.21. Como se pode constatar, devido à condutividade térmica relativamente elevada¹³ das barras e do núcleo, o gradiente de temperatura é pequeno. Além disso, as zonas em que as barras ligam aos anéis têm uma temperatura ligeiramente maior, o

¹³ Em comparação, por exemplo, com a condutividade térmica do ar.

que conduz a que nestas zonas ocorram maiores tensões térmicas, contribuindo, assim, para a rutura mecânica das barras nestas regiões.

Para o caso de duas barras fraturadas, afastadas de 90° elétricos, apresenta-se na Fig. 6.22 a distribuição de temperatura 3D do rotor. Como se pode visualizar, na zona das duas barras fraturadas, assinaladas com por duas setas, a temperatura é menor (mancha azul mais intensa). Do mesmo modo, na Fig. 6.23 apresenta-se a distribuição de temperatura 3D no rotor para o caso de quatro barras fraturadas, podendo observar-se uma região mais escura, correspondendo à zona onde se encontram as quatro barras fraturadas. Neste último caso, a temperatura global do rotor é maior, como também o gradiente de temperatura, cerca de 2 °C.

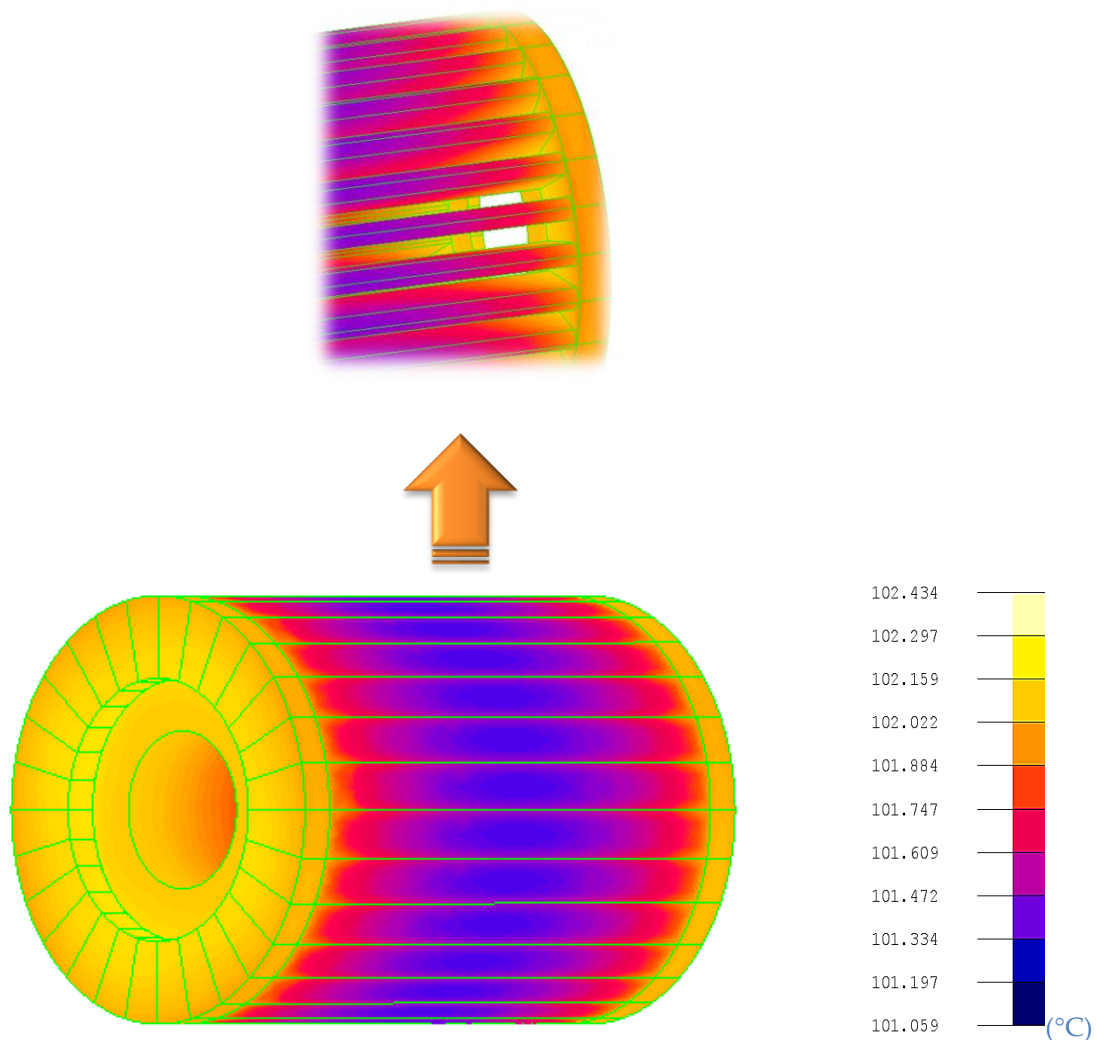


Fig. 6.21. Temperatura no rotor (modelo 3D) para o caso de não ter avaria, A.

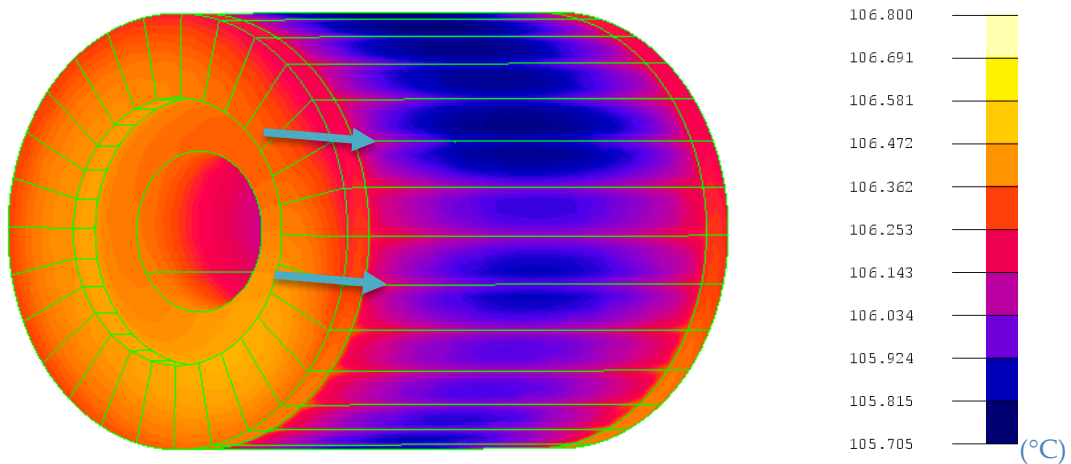


Fig. 6.22. Temperatura no rotor (modelo 3D) para o caso do motor funcionar com duas barras fraturadas afastadas de 90° elétricos, F.

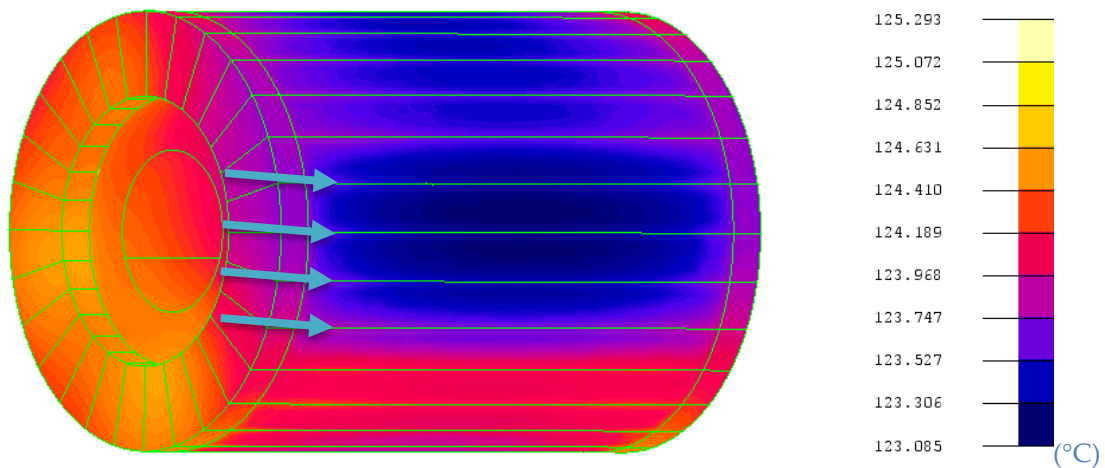


Fig. 6.23. Temperatura no rotor (modelo 3D) para o caso do motor funcionar com quatro barras adjacentes fraturadas, E.

Outro aspeto interessante a salientar é que o modelo de elementos finitos (3D) permite observar de que forma a localização da fratura na barra, ao longo do seu comprimento axial, pode influenciar a distribuição térmica no rotor.

A título exemplificativo, na Fig. 6.24(a) apresenta-se a distribuição de temperatura no rotor para o caso do motor funcionar com uma barra fraturada, com a fratura próxima do anel. Na Fig. 6.24(b), mostra-se o resultado para o caso da fratura no meio da barra. Como se pode verificar, para estes dois casos, a distribuição térmica no rotor é muito semelhante, e como referido anteriormente, isto resulta da elevada condutividade térmica dos materiais utilizados no rotor do motor.

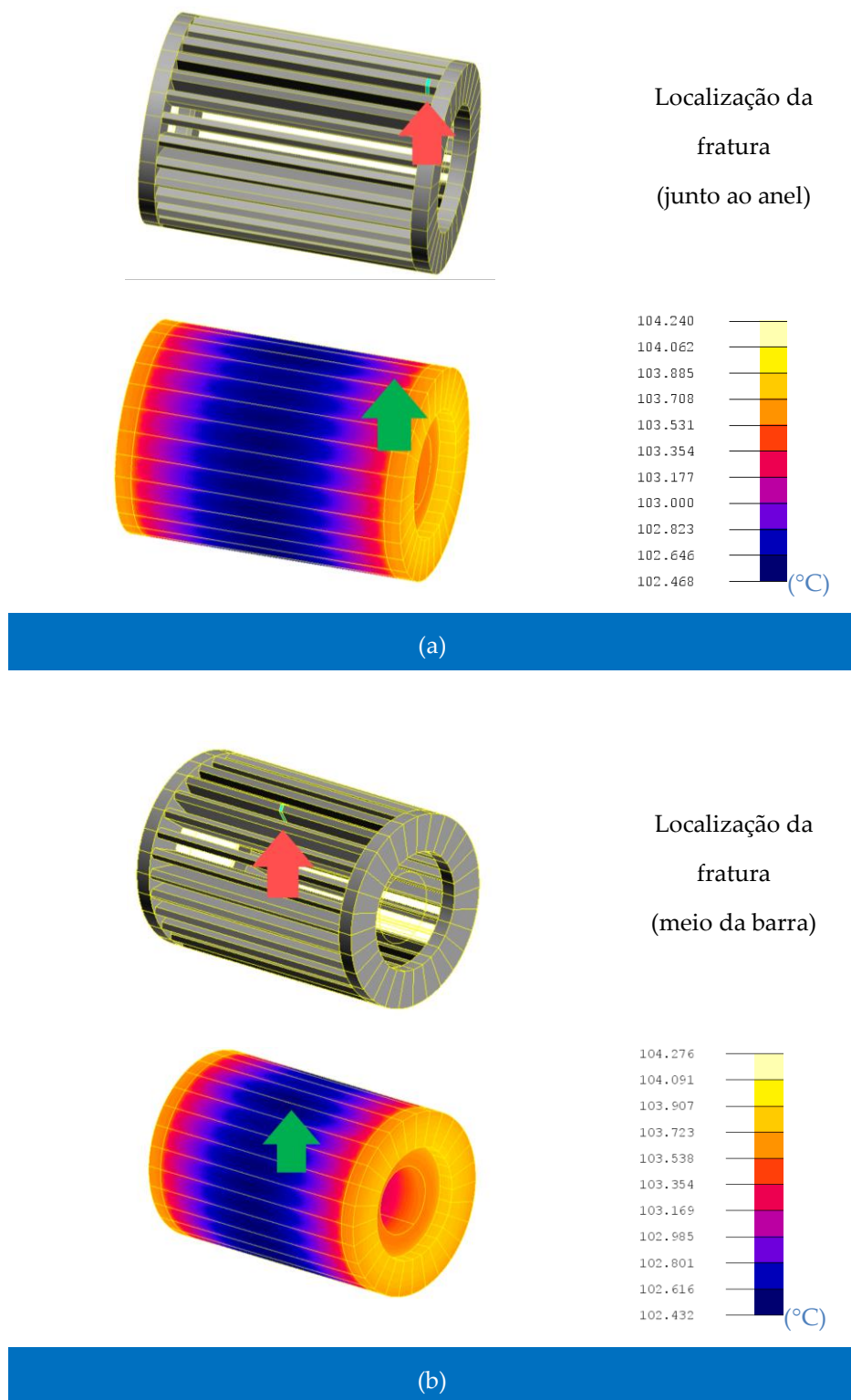


Fig. 6.24. Temperatura no rotor (modelo 3D) para o caso do motor funcionar com uma barra fraturada em duas posições distintas: (a) junto ao anel; (b) no meio da barra.

6.3. CONCLUSÕES

No âmbito do estudo do motor de indução com fraturas na gaiola, foi apresentada uma nova metodologia, baseada em modelos de elementos finitos 2D e 3D, que permitiu um estudo abrangente do motor quando funciona com avarias na gaiola. Primeiramente, no modelo magnético transitório de elementos finitos, o circuito elétrico do rotor foi alterado de modo a permitir modelizar barras e anéis fraturados, como apresentado na secção 3.6. Este modelo magnético possibilitou a obtenção não só de grandezas elétricas, mecânicas, eletromagnéticas, mas também das fontes de calor para os modelos térmicos.

Os modelos térmicos 3D permitiram a análise termodinâmica do motor e a identificação de pontos quentes, incluindo as zonas junto aos anéis, que não é possível obter com modelos 2D. Ademais, com os modelos 3D foi possível ter em consideração o desenho da fratura e a sua localização longitudinal.

A utilização simultânea de modelos 2D magnéticos e 3D térmicos permitiu um estudo mais completo da máquina, quando comparado com a utilização restrita de modelos 2D. Assim, foi possível a obtenção de resultados mais precisos e, simultaneamente, a redução do tempo de computação, quando comparado com a utilização restrita de modelos 3D.

Os modelos apresentados foram validados, através de testes experimentais, para o caso do motor a funcionar em condições normais, tal como apresentado no capítulo 3.

A análise da corrente de alimentação do motor foi utilizada para observar a severidade dos efeitos das avarias na corrente e complementar a validação da funcionalidade do modelo magnético. Esta validação complementar foi realizada, tendo em conta as componentes harmónicas referidas na literatura para este tipo de avaria.

O gráfico de radar e o desvio padrão provaram ser boas ferramentas para analisar a perda de simetria das correntes do rotor.

Relativamente ao desempenho do motor de indução, a funcionar com avarias na gaiola, verificou-se que o seu rendimento não foi severamente afetado com este tipo de avarias.

No entanto, a potência mecânica disponível diminuiu com o aumento do número de barras fraturadas. No caso em que o motor funcionou com um anel fraturado, o valor da potência mecânica situou-se próximo das condições de duas e três barras adjacentes

fraturadas. Para além disso, verificou-se, ainda, um aumento da ondulação da velocidade, de acordo com a severidade da avaria.

No que se refere às perdas do motor, estas aumentaram de acordo com o número de barras fraturadas. Por conseguinte, ocorreu um aumento das temperaturas do estator e do rotor. Por exemplo, no caso em que o motor funcionou com três barras fraturadas, ocorreu um aumento médio de temperatura de cerca de 10 °C nos enrolamentos do estator, face ao caso do motor em funcionamento normal. Para o caso de um anel fraturado, o valor das perdas totais situou-se na zona entre as perdas de duas barras fraturadas e de três barras fraturadas.

Com as ferramentas desenvolvidas foi adquirida uma melhor compreensão do comportamento do motor a funcionar com barras fraturadas e com um anel fraturado. Estas ferramentas podem ser úteis, futuramente, para prever índices de desempenho do motor, possíveis impactos sobre o sistema de acionamento elétrico e a melhoria das técnicas de diagnóstico, no âmbito deste tipo de avarias.

7. CONCLUSÃO GERAL E TRABALHO FUTURO

7.1. CONCLUSÃO GERAL

Nesta tese apresentaram-se vários estudos sobre o desempenho e o comportamento térmico de dois tipos de motores de indução trifásicos: motor com gaiola de esquilo e motor com rotor bobinado.

No primeiro estudo, realizou-se a comparação do comportamento dos motores de indução IE2 e IE3 com gaiola, alimentados por um conversor multinível NPC de três níveis com tolerância a falhas, em funcionamento normal e em modo reconfigurado. De forma sumária, para todos os pontos de operação estudados, o conversor revelou-se capaz de acionar os motores, tanto em modo normal de funcionamento, como em modo reconfigurado. Esta garantia da continuidade de serviço é extremamente importante, pois poderá evitar prejuízos avultados em linhas industriais que, nos seus processos críticos, utilizem motores de indução alimentados por este tipo de conversor. Apesar do aumento de temperatura verificado nos motores de indução, quando alimentados pelo conversor NPC, a funcionar em modo reconfigurado, os valores obtidos não atingiram o limite da classe de isolamento. Ainda assim, o aumento de temperatura terá a consequência perniciososa de incrementar a velocidade de degradação do isolamento, o que diminuirá a sua vida útil. Porém, se for considerada uma linha industrial, em que a paragem do motor resulte num prejuízo muito elevado, a

diminuição da vida útil do isolamento assumirá pouca importância, comparada com as possíveis perdas de produção, resultantes da paragem total do acionamento. Portanto, numa situação de emergência e até que uma intervenção técnica seja realizada, é totalmente justificável a operação do conversor em modo reconfigurado.

No segundo estudo, sobre motor de indução de rotor bobinado com excentricidade, estática, dinâmica e mista, verificou-se que, para níveis inferiores a 33%, o motor manteve a potência mecânica idêntica às condições normais de funcionamento. Também dos estudos experimentais e teóricos efetuados, se conclui que, para estes níveis de excentricidade ($\leq 33\%$), apesar de levarem a um desgaste acelerado de componentes mecânicos, como os rolamentos, não causam uma diminuição de rendimento e um aumento de temperatura assinaláveis.

Neste trabalho, para além do estudo do comportamento térmico geral, foram, também, introduzidos dois novos conceitos. O primeiro é referente ao centro térmico, que permite avaliar a existência de uma assimetria térmica nos enrolamentos do motor. Este conceito poderá constituir uma ferramenta útil para os fabricantes e equipas de manutenção, já que permitirá a melhoria do projeto térmico e a mitigação da assimetria térmica.

O segundo conceito refere-se à estimativa da diminuição da vida útil dos rolamentos do motor. Este conceito é baseado na norma ISO 281: 2007 e na determinação da UMP, permitindo estimar a redução do número de horas de funcionamento dos rolamentos, para os diversos tipos e graus de excentricidade.

Por fim, sobre o estudo do motor de indução com barras fraturadas e um anel fraturado, foi realizada uma análise comparativa do desempenho e do comportamento térmico do motor IE3, em diversas condições de avaria da gaiola, baseada em FEM. Foram estudados oito casos que, de forma geral, incluem as condições de funcionamento normal, barras adjacentes e não adjacentes fraturadas, e um anel fraturado. Este estudo abrangeu, assim, uma grande parte das situações mais comuns de avarias na gaiola.

Dos resultados obtidos, constatou-se que, apesar do rendimento em todos os casos não ter sido severamente afetado, a velocidade do motor diminuiu em linha com o número de barras fraturadas e apresentou oscilações, condição que poderá ser prejudicial para carga sensíveis. Por outro lado, com o aumento do número de barras fraturadas ocorreu o aumento das perdas e, por conseguinte, o aumento da temperatura no motor. O aumento de

temperatura nos enrolamentos do estator para três e quatro barras fraturadas foi considerável, o que levará, numa situação real, a uma diminuição significativa da vida útil do motor.

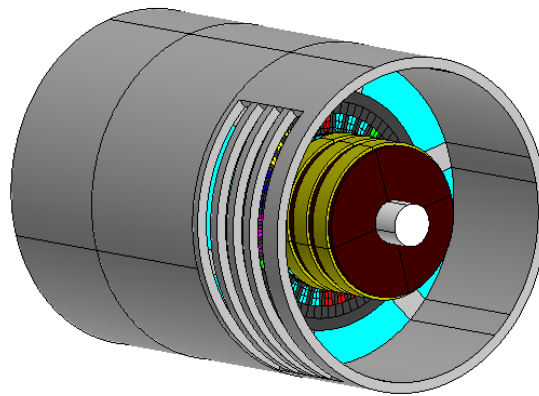
Por fim, o procedimento concebido, no decurso desta tese, para simular fraturas na gaiola do motor, configura nova metodologia para o estudo deste tipo de avaria. Esta metodologia, que utiliza modelos 2D e 3D FEM, revelou-se útil e mais precisa do que as encontradas na literatura, para o estudo térmico do motor.

7.2. TRABALHO FUTURO

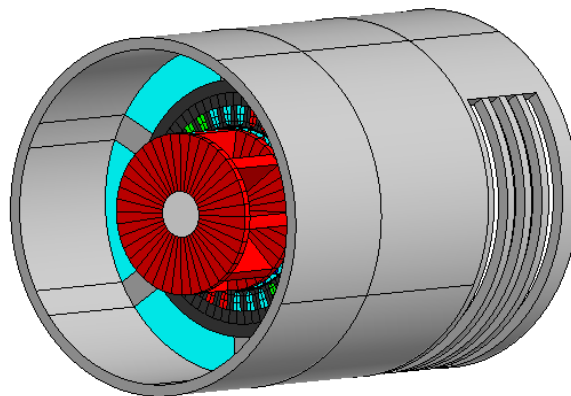
No que diz respeito ao estudo do motor, alimentado pelo conversor NPC, o controlo do conversor poderá ser melhorado. Implementando uma técnica de minimização de perdas (LMT), em tempo real, poderá levar o motor a operar com rendimento otimizado. Para este efeito, existem várias técnicas que são apresentadas na literatura, focadas no motor ou no acionamento em geral [232]. Uma técnica que pode ser implementada é a utilização de um algoritmo de procura da potência mínima à entrada do motor ou conversor, ajustando o fluxo do motor, de modo a que resulte no rendimento ótimo [233]. Outro estudo que se poderá realizar é o do comportamento térmico do acionamento em condições de operação de carga dinâmica, ou seja, carga variante em binário e/ou velocidade. Do lado do conversor, poderá ser realizado um estudo térmico dos IGBTs, avaliando as suas perdas e a sua temperatura nos modos de operação normal e reconfigurado.

Relativamente ao estudo do motor de indução de rotor bobinado com excentricidade, podem indicar-se algumas opções para trabalho futuro. Por exemplo, o estudo deste tipo de motor alimentado por inversores de dois ou mais níveis, com ou sem tolerância a falhas. Outra opção, também, é o estudo de excentricidade inclinada axialmente. Um outro trabalho poderá ser o desenvolvimento de aplicações FEM que permitam um estudo *Multiphysics* mais amplo, no qual fenómenos como o peso e a flexão do rotor possam estar incluídos, bem como o desenvolvimento de modelos 3D para os fenómenos térmicos. Estes últimos já começaram a ser desenvolvidos, apresentando-se como *teaser* a Fig. 7.1, onde pode ser visualizado o modelo 3D do motor AEG. Nesta figura mostram-se as vistas do lado do ataque (a) e do lado do ventilador (b).

Por fim, poderá fazer-se uma análise do motor com fraturas na gaiola, alimentado por um conversor de eletrônica de potência.



(a)



(b)

Fig. 7.1. Modelo tridimensional do motor AEG em desenvolvimento: (a) vista com ênfase do lado do ataque; (b) vista com ênfase do lado do ventilador

REFERÊNCIAS

- [1] ABB. (2016). *Powering the world economy*. Available: <http://www.abb.com/>
- [2] A. T. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira, and B. Ge, "Beyond Induction Motors; Technology Trends to Move Up Efficiency," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 2103-2114, 2014.
- [3] *Regulamento (CE) n.º 640/2009*, 2009.
- [4] R. Boteler, C. Brunner, A. De Almedia, M. Doppelbauer, and B. Hoyt, "Motor MEPS Guide," *Zurich*, 2009.
- [5] P. DGEG/MAOTE. Consumo de energia eléctrica: total e por tipo de consumo - Portugal [Online]. Available: <http://www.pordata.pt>
- [6] AWEA, "American wind power rebounded in 2014, adding over four times as much as year before," 2016.
- [7] EWEA. (2016). *Climate change and wind energy*. Available: <http://www.ewea.org/policy-issues/climate-change/>
- [8] F. Vedreno-Santos, M. Riera-Guasp, H. Henao, M. Pineda-Sanchez, and R. Puche-Panadero, "Diagnosis of Rotor and Stator Asymmetries in Wound-Rotor Induction Machines Under Nonstationary Operation Through the Instantaneous Frequency," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 4947-4959, 2014.
- [9] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Popescu, and D. Staton, "Thermal Model and Analysis of Wound-Rotor Induction Machine," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 2078-2085, 2013.
- [10] D. G. Dorrell and O. Kayani, "Measurement and Calculation of Unbalanced Magnetic Pull in Wound Rotor Induction Machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 1-4, 2014.
- [11] Y. Gritli, L. Zarri, C. Rossi, F. Filippetti, G. Capolino, and D. Casadei, "Advanced Diagnosis of Electrical Faults in Wound-Rotor Induction Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 4012-4024, 2013.
- [12] I. Boldea and S. A. Nasar, *Electric drives*: CRC press, 2005.
- [13] B. Mirafzal and N. A. O. Demerdash, "On innovative methods of induction motor interturn and broken-bar fault diagnostics," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 405-414, 2006.
- [14] GAMBICA/REMA, "Motor Insulation Voltage Stresses Under PWM Inverter Operation," ed, 2006.
- [15] GAMBICA/REMA, "Motor Shaft Voltages and Bearing Currents Under PWM Inverter Operation," 2006.
- [16] M. Fenger, S. R. Campbell, and J. Pedersen, "Motor winding problems caused by inverter drives," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 9, pp. 22-31, 2003.
- [17] WEG, "Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM," 2016.
- [18] ABB, "Technical guide No. 5 Bearing currents in modern AC drive systems," ed, 2011.

- [19] E. Persson, "Transient effects in application of PWM inverters to induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 1095-1101, 1992.
- [20] P. Lezana, J. Pou, T. A. Meynard, J. Rodriguez, S. Ceballos, and F. Richardeau, "Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2207-2218, 2010.
- [21] S. Ceballos, J. Pou, E. Robles, I. Gabiola, J. Zaragoza, J. L. Villate, *et al.*, "Three-Level Converter Topologies With Switch Breakdown Fault-Tolerance Capability," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 982-995, 2008.
- [22] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1108-1116, 2004.
- [23] A. Choudhury, P. Pillay, and S. S. Williamson, "Comparative Analysis Between Two-Level and Three-Level DC/AC Electric Vehicle Traction Inverters Using a Novel DC-Link Voltage Balancing Algorithm," *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, vol. 2, pp. 529-540, 2014.
- [24] M. Schweizer, T. Friedli, and J. W. Kolar, "Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/Converter Topologies Against Two-Level Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 5515-5527, 2013.
- [25] M. H. Rashid, *Power electronics handbook : devices, circuits, and applications*. Amsterdam; London: Academic, 2007.
- [26] R. Teichmann and S. Bernet, "A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 855-865, 2005.
- [27] T. L. Skvarenina, *The power electronics handbook*. Boca Raton, Fla.: CRC Press, 2002.
- [28] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, W. Bin, *et al.*, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2553-2580, 2010.
- [29] H. Oraee, "A quantitative approach to estimate the life expectancy of motor insulation systems," *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 790-796, 2000.
- [30] TOSHIBA. APPLICATION GUIDELINE #05. Available: <http://tosfont.com/ag/mtrl/design/AG05%20%28Temperature%20Rise%29.pdf>
- [31] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcová. (2014). *Design of rotating electrical machines*. Available: <http://site.ebrary.com/id/10768988>
- [32] A. H. Bonnett, "Operating temperature considerations and performance characteristics for IEEE 841 motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 1120-1131, 2001.
- [33] Z. Ye and B. Wu, "A review on induction motor online fault diagnosis," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International*, 2000, pp. 1353-1358 vol.3.
- [34] M. M. Botha, "Electrical machine failures, causes and cures," in *Electrical Machines and Drives, 1997 Eighth International Conference on (Conf. Publ. No. 444)*, 1997, pp. 114-117.
- [35] H. A. Toliyat and G. B. Kliman, *Handbook of electric motors* vol. 120: CRC press, 2004.
- [36] B. Baptista, A. Mendes, S. Cruz, and A. Cardoso, "Temperature distribution inside a three-phase induction motor running with eccentric airgap," *Przeegląd Elektrotechniczny*, vol. 88, pp. 96-99, 2012.

- [37] I. Boldea and S. A. Nasar. (2010). *The induction machines design handbook*. Available: <http://www.crcnetbase.com/isbn/9781420066685>
- [38] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 921-937, 1992.
- [39] A. A. Jimoh, R. D. Findlay, and M. Poloujadoff, "Stray Losses in Induction Machines: Part I, Definition, Origin and Measurement," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, vol. PAS-104, pp. 1500-1505, 1985.
- [40] A. Boglietti, A. Cavagnino, and M. Lazzari, "Fast Method for the Iron Loss Prediction in Inverter-Fed Induction Motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 806-811, 2010.
- [41] A. I. de Almeida, F. J. T. E. Ferreira, J. F. Busch, and P. Angers, "Comparative analysis of IEEE 112-B and IEC 34-2 efficiency testing standards using stray load losses in low-voltage three-phase, cage induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 608-614, 2002.
- [42] C. Wenping, "Comparison of IEEE 112 and New IEC Standard 60034-2-1," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 802-808, 2009.
- [43] E. B. Agamloh, "An Evaluation of Induction Machine Stray Load Loss From Collated Test Results," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 2311-2318, 2010.
- [44] A. Boglietti, A. Cavagnino, D. M. Ionel, M. Popescu, D. A. Staton, and S. Vaschetto, "A General Model to Predict the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1882-1890, 2010.
- [45] A. Boglietti, A. Cavagnino, and S. Vaschetto, "Induction motor EU standards for efficiency evaluation: The scenario after IEC 60034-2-1," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 2786-2791.
- [46] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "International standards for the induction motor efficiency evaluation: a critical analysis of the stray-load loss determination," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 1294-1301, 2004.
- [47] C. N. Glew, "Stray load losses in induction motors: a challenge to academia," *Power Engineering Journal*, vol. 12, pp. 27-32, 1998.
- [48] G. Novak, J. Kokosar, A. Nagode, and D. S. Petrovic, "Core-Loss Prediction for Non-Oriented Electrical Steels Based on the Steinmetz Equation Using Fixed Coefficients With a Wide Frequency Range of Validity," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1-7, 2015.
- [49] K. Yamazaki and N. Fukushima, "Iron Loss Model for Rotating Machines Using Direct Eddy Current Analysis in Electrical Steel Sheets," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 633-641, 2010.
- [50] M. Popescu, D. M. Ionel, A. Boglietti, A. Cavagnino, C. Cossar, and M. I. McGilp, "A General Model for Estimating the Laminated Steel Losses Under PWM Voltage Supply," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1389-1396, 2010.
- [51] A. Krings and J. Soulard, "Overview and Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 10, pp. 162-169, 2010.
- [52] Z. Gmyrek, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Estimation of Iron Losses in Induction Motors: Calculation Method, Results, and Analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 161-171, 2010.
- [53] D. M. Ionel, M. Popescu, M. I. McGilp, T. J. E. Miller, S. J. Dellinger, and R. J. Heideman, "Computation of Core Losses in Electrical Machines Using Improved Models for

- Laminated Steel," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 1554-1564, 2007.
- [54] W. A. Roshen, "Magnetic losses for non-sinusoidal waveforms found in AC motors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1138-1141, 2006.
- [55] C. A. Hernandez-Aramburo, T. C. Green, and A. C. Smith, "Estimating rotational iron losses in an induction machine," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 3527-3533, 2003.
- [56] F. Fiorillo and A. Novikov, "An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 2904-2910, 1990.
- [57] G. Bertotti, "General properties of power losses in soft ferromagnetic materials," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 621-630, 1988.
- [58] E. Dlala and A. Arkkio, "A General Model for Investigating the Effects of the Frequency Converter on the Magnetic Iron Losses of a Squirrel-Cage Induction Motor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 3303-3315, 2009.
- [59] A. J. M. Cardoso, *Diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos*, 1 ed., 1991.
- [60] G. C. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert, and H. Dhirani, *Electrical insulation for rotating machines: design, evaluation, aging, testing, and repair* vol. 21: John Wiley & Sons, 2004.
- [61] D. G. Dorrell, J. K. H. Shek, M. A. Mueller, and H. Min-Fu, "Damper Windings in Induction Machines for Reduction of Unbalanced Magnetic Pull and Bearing Wear," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 2206-2216, 2013.
- [62] C. F. Smith and E. M. Johnson, "The losses in induction motors arising from eccentricity of the rotor," *Electrical Engineers, Journal of the Institution of*, vol. 48, pp. 546-569, 1912.
- [63] D. Chong, B. Xiaohua, W. Hanfeng, L. Qiang, and H. Yigang, "Modeling and Analysis of Unbalanced Magnetic Pull in Cage Induction Motors With Curved Dynamic Eccentricity," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1-7, 2015.
- [64] S. Nandi, T. C. Ilamparithi, L. Sang Bin, and H. Doosoo, "Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1673-1683, 2011.
- [65] K. Do-Jin, K. Hae-Joong, H. Jung-Pyo, and P. Chul-Jun, "Estimation of Acoustic Noise and Vibration in an Induction Machine Considering Rotor Eccentricity," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 857-860, 2014.
- [66] K. N. Gyftakis and J. C. Kappatou, "A Novel and Effective Method of Static Eccentricity Diagnosis in Three-Phase PSH Induction Motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 405-412, 2013.
- [67] H. Doosoo, L. Sungho, H. Jongman, L. Sang Bin, and S. Nandi, "Detection of Airgap Eccentricity for Induction Motors Using the Single-Phase Rotation Test," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 689-696, 2012.
- [68] D. Morinigo-Sotelo, L. A. Garcia-Escudero, O. Duque-Perez, and M. Perez-Alonso, "Practical Aspects of Mixed-Eccentricity Detection in PWM Voltage-Source-Inverter-Fed Induction Motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 252-262, 2010.
- [69] J. Faiz, I. T. Ardekane, and H. A. Toliyat, "An evaluation of inductances of a squirrel-cage induction motor under mixed eccentric conditions," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 252-258, 2003.
- [70] D. G. Dorrell, A. Hermann, and B. B. Jensen, "Analysis of unbalanced magnetic pull in wound rotor induction machines using finite element analysis - Transient, motoring

- and generating modes," in *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, 2013, pp. 7307-7312.
- [71] J. Vandeveld and J. A. A. Melkebeek, "Calculation of radial magnetic forces for the analysis of noise and vibrations of squirrel-cage induction motors," in *Electrical Machines and Drives, 1997 Eighth International Conference on (Conf. Publ. No. 444)*, 1997, pp. 86-90.
- [72] D. G. Dorrell, "Sources and Characteristics of Unbalanced Magnetic Pull in Three-Phase Cage Induction Motors With Axial-Varying Rotor Eccentricity," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 12-24, 2011.
- [73] J. R. Cameron, W. T. Thomson, and A. B. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 133, pp. 155-163, 1986.
- [74] A. J. M. Cardoso and E. S. Saraiva, "Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by Park's vector approach," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 897-901, 1993.
- [75] A. J. M. Cardoso, S. M. A. Cruz, J. F. S. Carvalho, and E. S. Saraiva, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach," in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, 1995, pp. 642-646 vol.1.
- [76] A. Barbour and W. T. Thomson, "Finite element study of rotor slot designs with respect to current monitoring for detecting static airgap eccentricity in squirrel-cage induction motors," in *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, 1997, pp. 112-119 vol.1.
- [77] D. G. Dorrell, W. T. Thomson, and S. Roach, "Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 24-34, 1997.
- [78] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, H. A. Toliyat, and A. G. Parlos, "Performance analysis of a three phase induction motor under mixed eccentricity condition," in *Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. 1998 International Conference on*, 1998, pp. 123-128 Vol.1.
- [79] S. Seker, "Determination of air-gap eccentricity in electric motors using coherence analysis," *Power Engineering Review, IEEE*, vol. 20, pp. 48-50, 2000.
- [80] S. Nandi, S. Ahmed, and H. A. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 253-260, 2001.
- [81] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, and H. A. Toliyat, "Mixed eccentricity in three phase induction machines: analysis, simulation and experiments," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2002, pp. 1525-1532 vol.3.
- [82] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, and H. A. Toliyat, "Performance analysis of a three-phase induction motor under mixed eccentricity condition," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 392-399, 2002.
- [83] J. F. Bangura, R. J. Povinelli, N. A. O. Demerdash, and R. H. Brown, "Diagnostics of eccentricities and bar/end-ring connector breakages in polyphase induction motors through a combination of time-series data mining and time-stepping coupled FE-state-

- space techniques," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 1005-1013, 2003.
- [84] H. Hamidi and A. R. Nasiri, "Detection and isolation of mixed eccentricity in three phase induction motor via wavelet packet decomposition," in *Control Conference, 2004. 5th Asian*, 2004, pp. 1371-1376 Vol.2.
- [85] C. Kral, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Detection of mechanical imbalances of induction machines without spectral analysis of time-domain signals," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 1101-1106, 2004.
- [86] A. M. Knight and S. P. Bertani, "Mechanical fault detection in a medium-sized induction motor using stator current monitoring," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 753-760, 2005.
- [87] A. Bellini, C. Concari, G. Franceschini, E. Lorenzani, C. Tassoni, and A. Toscani, "Thorough Understanding and Experimental Validation of Current Sideband Components in Induction Machines Rotor Monitoring," in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, 2006, pp. 4957-4962.
- [88] M. Drif and A. J. Marques Cardoso, "Airgap eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by the instantaneous power signature analysis," in *Power Electronics, Machines and Drives, 2006. PEMD 2006. The 3rd IET International Conference on*, 2006, pp. 349-353.
- [89] J. Grieger, R. Supangat, N. Ertugrul, W. L. Soong, D. A. Gray, and C. Hansen, "Estimation of Static Eccentricity Severity in Induction Motors for On-Line Condition Monitoring," in *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*, 2006, pp. 2312-2319.
- [90] J. Grieger, R. Supangat, N. Ertugrul, and W. L. Soong, "Induction Motor Static Eccentricity Severity Estimation Using Evidence Theory," in *Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International*, 2007, pp. 190-195.
- [91] H. Xianghui, T. G. Habetler, R. G. Harley, and E. J. Wiedenbrug, "Using a Surge Tester to Detect Rotor Eccentricity Faults in Induction Motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 1183-1190, 2007.
- [92] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Airgap-Eccentricity Fault Diagnosis, in Three-Phase Induction Motors, by the Complex Apparent Power Signature Analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1404-1410, 2008.
- [93] J. Faiz and B. M. Ebrahimi, "Static eccentricity fault diagnosis in an accelerating no-load three-phase saturated squirrel-cage induction motor," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 10, pp. 35-54, 2008.
- [94] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, and H. A. Toliyat, "Effect of Magnetic Saturation on Static and Mixed Eccentricity Fault Diagnosis in Induction Motor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 3137-3144, 2009.
- [95] O. Vitek, M. Janda, and V. Hajek, "Effects of eccentricity on external magnetic field of induction machine," in *MELECON 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 2010, pp. 939-943.
- [96] C. Bruzzese and G. Joksimovic, "Harmonic Signatures of Static Eccentricities in the Stator Voltages and in the Rotor Current of No-Load Salient-Pole Synchronous Generators," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1606-1624, 2011.
- [97] C. Concari, G. Franceschini, and C. Tassoni, "Toward Practical Quantification of Induction Drive Mixed Eccentricity," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1232-1239, 2011.

- [98] H. Doosoo, H. Jongman, L. Sang Bin, K. Kwonhee, E. J. Wiedenbrug, M. Teska, *et al.*, "Automated Monitoring of Airgap Eccentricity for Inverter-Fed Induction Motors Under Standstill Conditions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1257-1266, 2011.
- [99] J. Faiz and M. Ojaghi, "Stator Inductance Fluctuation of Induction Motor as an Eccentricity Fault Index," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1775-1785, 2011.
- [100] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Study of Rotor Faults in Induction Motors Using External Magnetic Field Analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2082-2093, 2012.
- [101] V. Hegde and G. S. Maruthi, "Experimental investigation on detection of air gap eccentricity in induction motors by current and vibration signature analysis using non-invasive sensors," *Energy Procedia*, vol. 14, pp. 1047-1052, // 2012.
- [102] H. Jongman, H. Doosoo, L. Sang Bin, and C. Kral, "Offline Monitoring of Airgap Eccentricity for Inverter-Fed Induction Motors Based on the Differential Inductance," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 2533-2542, 2013.
- [103] E. T. Esfahani, W. Shaocheng, and V. Sundararajan, "Multisensor Wireless System for Eccentricity and Bearing Fault Detection in Induction Motors," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 19, pp. 818-826, 2014.
- [104] M. Y. Kaikaa and M. Hadjami, "Effects of the simultaneous presence of static eccentricity and broken rotor bars on the stator current of induction machine," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 2452-2463, 2014.
- [105] D. G. Dorrell and A. Salah, "Detection of Rotor Eccentricity in Wound Rotor Induction Machines Using Pole-Specific Search Coils," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 1-4, 2015.
- [106] K. C. Maliti and C. Sadarangani, "Modelling magnetic noise in induction machines," in *Electrical Machines and Drives, 1997 Eighth International Conference on (Conf. Publ. No. 444)*, 1997, pp. 406-410.
- [107] S. Sakamoto, T. Hirata, T. Kobayashi, and K. Kajiwara, "Vibration analysis considering higher harmonics of electromagnetic forces for rotating electric machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 1662-1665, 1999.
- [108] H. Don-Ha, L. Ki-Chang, L. Joo-Hoon, K. Dong-Sik, L. Jin-Hee, and C. Kyeong-Ho, "Analysis of a three phase induction motor under eccentricity condition," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 2005*, p. 5 pp.
- [109] A. Negoita and R. M. Ionescu, "Influence of rotor static eccentricity on the noise level of a squirrel cage induction motor," in *Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2011 10th International Conference on*, 2011, pp. 1-4.
- [110] K. de Moraes Sousa, U. J. Dreyer, C. Martelli, and J. C. C. da Silva, "Vibration measurement of Induction Motor under dynamic eccentricity using optical fiber Bragg grating sensors," in *Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2015 SBMO/IEEE MTT-S International*, 2015, pp. 1-5.
- [111] A. Burakov and A. Arkkio, "Comparison of the Unbalanced Magnetic Pull Mitigation by the Parallel Paths in the Stator and Rotor Windings," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 4083-4088, 2007.
- [112] D. G. Dorrell, "Experimental behaviour of unbalanced magnetic pull in 3-phase induction motors with eccentric rotors and the relationship with tooth saturation," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 304-309, 1999.

- [113] D. G. Dorrell, J. Shek, H. Min-Fu, and M. A. Mueller, "Unbalanced Magnetic Pull in Cage Induction Machines for Fixed-Speed Renewable Energy Generators," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 4096-4099, 2011.
- [114] D. G. Dorrell and A. C. Smith, "Calculation and measurement of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors. II. Experimental investigation," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 143, pp. 202-210, 1996.
- [115] P. Frauman, A. Burakov, and A. Arkkio, "Effects of the Slot Harmonics on the Unbalanced Magnetic Pull in an Induction Motor With an Eccentric Rotor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 3441-3444, 2007.
- [116] G. S. Maruthi and V. Hegde, "Mathematical analysis of unbalanced magnetic pull and detection of mixed air gap eccentricity in induction motor by vibration analysis using MEMS accelerometer," in *Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON), 2013 IEEE 1st International Conference on*, 2013, pp. 207-212.
- [117] A. C. Smith and D. G. Dorrell, "Calculation and measurement of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors. I. Analytical model," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 143, pp. 193-201, 1996.
- [118] A. Tenhunen, "Finite-element calculation of unbalanced magnetic pull and circulating current between parallel windings in induction motor with non-uniform eccentric rotor," *IEE Proceedings–Electrical Power Applications*, vol. 150, 2003.
- [119] Q. Lv, X. Bao, and Y. He, "Influence of Thermal Expansion on Eccentricity and Critical Speed in Dry Submersible Induction Motors," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 9, pp. 106-113, 2014.
- [120] J. F. Bangura and N. A. Demerdash, "Effects of broken bars/end-ring connectors and airgap eccentricities on ohmic and core losses of induction motors in ASDs using a coupled finite element-state space method," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 40-47, 2000.
- [121] A. Belahcen, "Losses in an eccentric rotor induction machine fed from frequency converter," in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, 2008, pp. 1-6.
- [122] A. Belahcen and A. Arkkio, "Computation of additional losses due to rotor eccentricity in electrical machines," *Electric Power Applications, IET*, vol. 4, pp. 259-266, 2010.
- [123] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, and H. A. Toliyat, "Finite-Element Transient Analysis of Induction Motors Under Mixed Eccentricity Fault," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 66-74, 2008.
- [124] G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott, and M. W. Madden, "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 873-879, 1988.
- [125] J. F. Bangura and N. A. Demerdash, "Diagnosis and characterization of effects of broken bars and connectors in squirrel-cage induction motors by a time-stepping coupled finite element-state space modeling approach," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 1167-1176, 1999.
- [126] A. J. M. C. S. M. A. Cruz, "Rotor Cage Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motors by Extended Park's Vector Approach," *Electric Machines & Power Systems*, vol. 28, pp. 289-299, 2000/04/01 2000.
- [127] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and G. B. Kliman, "Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 1248-1255, 2001.

- [128] M. Haji and H. A. Toliyat, "Pattern recognition-a technique for induction machines rotor broken bar detection," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 312-317, 2001.
- [129] C. Martis, D. Barna, and B. Karoly, "Analytical approach of the rotor broken bars effects on the induction machine behavior," in *Industrial Technology, 2003 IEEE International Conference on*, 2003, pp. 495-499 Vol.1.
- [130] G. Didier, H. Razik, and A. Rezzoug, "An induction motor model including the first space harmonics for broken rotor bar diagnosis," *European transactions on electrical power*, vol. 15, pp. 229-243, 2005.
- [131] W. Li, Y. Xie, J. Sheng, and Y. Luo, "Finite-Element Analysis of Field Distribution and Characteristic Performance of Squirrel-Cage Induction Motor With Broken Bars," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 1537-1540, 2007.
- [132] S. M. A. Cruz, A. Stefani, F. Filippetti, and A. J. Marques Cardoso, "A New Model-Based Technique for the Diagnosis of Rotor Faults in RFOC Induction Motor Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 4218-4228, 2008.
- [133] J. Faiz and B. M. Ebrahimi, "A New Pattern for Detecting Broken Rotor Bars in Induction Motors During Start-Up," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 4673-4683, 2008.
- [134] C. Kral, F. Pirker, G. Pascoli, and H. Kapeller, "Robust Rotor Fault Detection by Means of the Vienna Monitoring Method and a Parameter Tracking Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 4229-4237, 2008.
- [135] S. H. Kia, H. Henao, and G. A. Capolino, "Diagnosis of Broken-Bar Fault in Induction Machines Using Discrete Wavelet Transform Without Slip Estimation," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1395-1404, 2009.
- [136] A. Sadeghian, Y. Zhongming, and W. Bin, "Online Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors by Wavelet Packet Decomposition and Artificial Neural Networks," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 2253-2263, 2009.
- [137] G. Y. Sizov, A. Sayed-Ahmed, Y. Chia-Chou, and N. A. O. Demerdash, "Analysis and Diagnostics of Adjacent and Nonadjacent Broken-Rotor-Bar Faults in Squirrel-Cage Induction Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 4627-4641, 2009.
- [138] M. R. Askari and M. Kazemi, "Using Wavelet theory for detection of broken bars in squirrel cage induction motors," in *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2010 45th International*, 2010, pp. 1-6.
- [139] X. Boqiang, S. Liling, and H. Ren, "A New Criterion for the Quantification of Broken Rotor Bars in Induction Motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 100-106, 2010.
- [140] C. Kral, H. Kapeller, J. V. Gragger, A. Haumer, and B. Kubicek, "Phenomenon Rotor Fault-Multiple Electrical Rotor Asymmetries in Induction Machines," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1124-1134, 2010.
- [141] M. F. Cabanas, F. Pedrayes, C. H. Rojas, M. G. Melero, J. G. Norniella, G. A. Orcajo, *et al.*, "A New Portable, Self-Powered, and Wireless Instrument for the Early Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 4917-4930, 2011.
- [142] S. M. A. Cruz, "An Active–Reactive Power Method for the Diagnosis of Rotor Faults in Three-Phase Induction Motors Operating Under Time-Varying Load Conditions," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 71-84, 2012.

- [143] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Discriminating the Simultaneous Occurrence of Three-Phase Induction Motor Rotor Faults and Mechanical Load Oscillations by the Instantaneous Active and Reactive Power Media Signature Analyses," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 1630-1639, 2012.
- [144] K. Moin Siddiqui and V. K. Giri, "Broken rotor bar fault detection in induction motors using Wavelet Transform," in *Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 1-6.
- [145] V. Climente-Alarcon, J. A. Antonino-Daviu, F. Vedreno-Santos, and R. Puche-Panadero, "Vibration transient detection of broken rotor bars by PSH sidebands," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 2576-2582, 2013.
- [146] A. M. da Silva, R. J. Povinelli, and N. A. O. Demerdash, "Rotor Bar Fault Monitoring Method Based on Analysis of Air-Gap Torques of Induction Motors," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 2274-2283, 2013.
- [147] F. Filippetti, A. Bellini, and G. Capolino, "Condition monitoring and diagnosis of rotor faults in induction machines: State of art and future perspectives," in *Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), 2013 IEEE Workshop on*, 2013, pp. 196-209.
- [148] N. Halem, S. Zouzou, K. Srairi, and S. Guedidi, "INFLUENCE OF BROKEN ROTOR BARS LOCATION IN THE SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTOR USING FINITE ELEMENT METHOD," *Journal of Fundamental and Applied Sciences*, vol. 5, pp. 110-119, 2013.
- [149] K. Jongwan, S. Sungsik, L. Sang Bin, K. N. Gyftakis, M. Drif, and A. J. Marques Cardoso, "Power Spectrum-Based Detection of Induction Motor Rotor Faults for Immunity to False Alarms," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 1123-1132, 2015.
- [150] M. Sahraoui, A. J. Marques Cardoso, and A. Ghoggal, "The Use of a Modified Prony Method to Track the Broken Rotor Bar Characteristic Frequencies and Amplitudes in Three-Phase Induction Motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 2136-2147, 2015.
- [151] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Rotor Failures in Squirrel Cage Induction Motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, pp. 1165-1173, 1986.
- [152] S. J. Manolas and J. A. Tegopoulos, "Analysis of squirrel cage induction motors with broken bars and rings," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 1300-1305, 1999.
- [153] Y. Xie, "Characteristic Performance Analysis of Squirrel Cage Induction Motor With Broken Bars," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 759-766, 2009.
- [154] X. M. Lopez-Fdez, M. Donsion, M. Cabanas, M. Meleró, and C. Rojas, "Thermal performance of a 3-phase induction motor with a broken bar," *SDEMPED'99 Record*, pp. 529-533, 1999.
- [155] Y. Xie, "Performance Evaluation and Thermal Fields Analysis of Induction Motor With Broken Rotor Bars Located at Different Relative Positions," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 1243-1250, 2010.
- [156] R. Fiser and S. Ferkolj, "Application of a finite element method to predict damaged induction motor performance," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 3635-3639, 2001.
- [157] B. M. Ebrahimi, A. M. Takbash, and J. Faiz, "Losses Calculation in Line-Start and Inverter-Fed Induction Motors Under Broken Bar Fault," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 62, pp. 140-152, 2013.

- [158] N. Sittisrijan and S. Ruangsinchaiwanich, "Investigation of the broken bar effect on the squirrel cage induction motor by FEM," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1297-1302.
- [159] L. ANTAL and M. ANTAL, "Heating of the induction motor rotor with damaged squirrel-cage," *Studia I Materiaty*, vol. 63, pp. 84-89, 2009.
- [160] J. Sprooten and J. C. Maun, "Influence of Saturation Level on the Effect of Broken Bars in Induction Motors Using Fundamental Electromagnetic Laws and Finite Element Simulations," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 557-564, 2009.
- [161] L. Yuangjiang, L. Yangsoo, J. Hyun-Kyo, H. Song-Yop, Y. Jong-Hak, K. Keun-Woong, et al., "3D thermal stress analysis of the rotor of an induction motor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 1394-1397, 2000.
- [162] J. Chang-Hoon and A. Nicolas, "Analysis of the mechanical stresses on a squirrel cage induction motor by the finite element method," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 1282-1285, 1999.
- [163] D. Makuc, K. Drobnic, V. Ambrozic, D. Miljavec, R. Fiser, and M. Nemec, "Estimation of parameters of induction motor with broken rotor bars," in *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop*, 2011, pp. 246-251.
- [164] Y. Xie and Y. Wang, "3D temperature field analysis of the induction motors with broken bar fault," *Applied Thermal Engineering*, vol. 66, pp. 25-34, 2014.
- [165] J. P. G. de Abreu and A. E. Emanuel, "Induction motor thermal aging caused by voltage distortion and imbalance: loss of useful life and its estimated cost," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 12-20, 2002.
- [166] EDP and I.-. Coimbra. (2005). *Manual da qualidade da energia eléctrica*.
- [167] I. Standard, "60034-26," *Rotating Electrical Machines, Part*, vol. 26, 2006.
- [168] P. Pillay, P. Hofmann, and M. Manyage, "Derating of induction motors operating with a combination of unbalanced voltages and over or undervoltages," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 485-491, 2002.
- [169] L. Ching-Yin, "Effects of unbalanced voltage on the operation performance of a three-phase induction motor," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 202-208, 1999.
- [170] J. Faiz, H. Ebrahimpour, and P. Pillay, "Influence of unbalanced voltage on the steady-state performance of a three-phase squirrel-cage induction motor," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 657-662, 2004.
- [171] P. Pillay and M. Manyage, "Loss of Life in Induction Machines Operating With Unbalanced Supplies," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 813-822, 2006.
- [172] M. NEMA, "MG 1-2014," *Motors and Generators*, 2014.
- [173] P. Gnacinski, "Windings Temperature and Loss of Life of an Induction Machine Under Voltage Unbalance Combined With Over- or Undervoltages," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 363-371, 2008.
- [174] WEG, "Danos em Enrolamentos," ed, 2012.
- [175] M. Kaufhold, H. Aninger, M. Berth, J. Speck, and M. Eberhardt, "Electrical stress and failure mechanism of the winding insulation in PWM-inverter-fed low-voltage induction motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 396-402, 2000.
- [176] WEG, "W22 - Motor Eléctrico Trifásico," ed, 2016.
- [177] SIEMENS, "Motores Trifásicos de Baixa Tensão," ed, 2010.

- [178] B. J. Chalmers and B. R. Sarkar, "Induction-motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 115, pp. 1777-1782, 1968.
- [179] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli, "Influence of the inverter characteristics on the iron losses in PWM inverter-fed induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 1190-1194, 1996.
- [180] E. Nicol Hildebrand and H. Roehrdanz, "Losses in three-phase induction machines fed by PWM converter," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 228-233, 2001.
- [181] I. Standard, "60034-17," *Rotating Electrical Machines, Part*, vol. 17, 2002.
- [182] I. Standard, "60034-25," *Rotating Electrical Machines, Part*, vol. 25, 2007.
- [183] P. Preecha, J. Dejvises, S. Chusanapiputt, and S. Phoomvuthisarn, "A temperature calculation and prediction of a three-phase induction motor with non sinusoidal voltage supply," in *Power System Technology, 2004. PowerCon 2004. 2004 International Conference on*, 2004, pp. 608-611 Vol.1.
- [184] M. Benhaddadi, R. Khaldi, and M. Benghanem, "Experimental study of heating in induction motor fed by PWM inverter," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1997. IMTC/97. Proceedings. Sensing, Processing, Networking., IEEE, 1997*, pp. 335-338 vol.1.
- [185] E. Dubrova, "Fault-tolerant design," 2013.
- [186] A. M. S. Mendes and A. J. M. Cardoso, "Fault-Tolerant Operating Strategies Applied to Three-Phase Induction-Motor Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1807-1817, 2006.
- [187] A. M. S. Mendes, X. M. Lopez-Fernandez, and A. J. M. Cardoso, "Thermal Behavior of a Three-Phase Induction Motor Fed by a Fault-Tolerant Voltage Source Inverter," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 724-730, 2007.
- [188] A. M. S. Mendes, X. M. Lopez-Fernandez, and A. J. M. Cardoso, "Thermal Performance of a Three-Phase Induction Motor Under Fault Tolerant Operating Strategies," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1537-1544, 2008.
- [189] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, vol. 2, pp. 28-39, 2008.
- [190] J. Rodriguez, L. Jih-Sheng, and P. Fang Zheng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 724-738, 2002.
- [191] L. Jih-Sheng and P. Fang Zheng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 509-517, 1996.
- [192] F. Ferreira, A. de Almeida, and G. Baoming, "Comparative study on 2-level and 3-level voltage source inverters," in *5th Inter. Conf. on Energy Efficiency in Motor Driven Systems*, 2007, pp. 581-602.
- [193] F. J. T. E. Ferreira, "Strategies to improve the performance of three-phase induction motor driven systems," UC, 2009.
- [194] P. Rasilo, A. Salem, A. Abdallah, F. De Belie, L. Dupre, and J. A. Melkebeek, "Effect of Multilevel Inverter Supply on Core Losses in Magnetic Materials and Electrical Machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 736-744, 2015.
- [195] S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, E. Robles, J. L. Villate, and J. L. Martin, "Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Converter Solutions Based on Including a Fourth Resonant Leg," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 2293-2303, 2011.

- [196] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-17, pp. 518-523, 1981.
- [197] B. Wu, *High-power converters and AC drives*: John Wiley & Sons, 2006.
- [198] B. Mirafzal, "Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 5192-5202, 2014.
- [199] Y. Song and B. Wang, "Survey on Reliability of Power Electronic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 591-604, 2013.
- [200] C. Ui-Min, J. Hae-Gwang, L. Kyo-Beum, and F. Blaabjerg, "Method for Detecting an Open-Switch Fault in a Grid-Connected NPC Inverter System," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 2726-2739, 2012.
- [201] B. Lu and S. K. Sharma, "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, pp. 1770-1777, 2009.
- [202] H. W. van der Broeck and J. D. Van Wyk, "A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter under Different Control Options," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-20, pp. 309-320, 1984.
- [203] CEDRAT. (2014, 22/02/2014). Available: <http://www.cedrat.com>
- [204] A. Foggia, J. L. Coulomb, G. Reyne, F. Ossart, and A. Kedous-Lebouc, "The French experience in integrating the program FLUX2D in the undergraduate curriculum at the Institut National Polytechnique de Grenoble," *IEEE Transactions on Education*, vol. 36, pp. 272-279, 1993.
- [205] Y. Desai, *Finite element method with applications in engineering*: Pearson Education India, 2011.
- [206] Cedrat, *Flux 10: User's guide.*, 2009.
- [207] S. J. Salon, *Finite element analysis of electrical machines* vol. 101: Kluwer academic publishers Boston USA, 1995.
- [208] G. Meunier, *The finite element method for electromagnetic modeling* vol. 33: John Wiley & Sons, 2010.
- [209] P. P. Silvester and R. L. Ferrari, *Finite elements for electrical engineers*: Cambridge university press, 1996.
- [210] T. L. Bergman, F. P. Incropera, and A. S. Lavine, *Fundamentals of heat and mass transfer*: John Wiley & Sons, 2011.
- [211] M. J. Moran, H. N. Shapiro, D. D. Boettner, and M. B. Bailey, *Fundamentals of engineering thermodynamics*: John Wiley & Sons, 2010.
- [212] Y. A. Çengel and M. A. Boles, *Thermodynamics: An Engineering Approach*: McGraw-Hill Higher Education, 2005.
- [213] A. Boglietti, A. Cavagnino, and D. A. Staton, "TEFC induction motors thermal models: a parameter sensitivity analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 756-763, 2005.
- [214] D. A. Staton and A. Cavagnino, "Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Electric Machines Thermal Models," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 3509-3516, 2008.
- [215] WEG, "Motores Elétricos, Guia de Especificação," ed, 2015.
- [216] J. P. Bastos, M. F. R. R. Cabreira, N. Sadowski, S. R. Arruda, and S. L. Nau, "A thermal analysis of induction motors using a weak coupled modeling," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 33, pp. 1714-1717, 1997.

- [217] "IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators," in *IEEE Std 112-2004 (Revision of IEEE Std 112-1996)*, ed, 2004, pp. 0_1-79.
- [218] B. R. O. Baptista, M. B. Abadi, A. M. S. Mendes, and S. M. A. Cruz, "The performance of a three-phase induction motor fed by a three-level NPC converter with fault tolerant control strategies," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, 2013, pp. 497-504.
- [219] WEG, "Motores, Aplicações Industriais," ed, 2015.
- [220] B. K. Bose, *Modern power electronics and AC drives*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [221] D. G. Holmes and T. A. Lipo, "Pulse width modulation for power converters : principles and practice," 2003.
- [222] D. W. Feng, W. Bin, W. Samnin, and D. Xu, "Space vector modulation for neutral point clamped multilevel inverter with even order harmonic elimination," in *Electrical and Computer Engineering, 2004. Canadian Conference on*, 2004, pp. 1471-1475 Vol.3.
- [223] J. J. Park, T. J. Kim, and D. S. Hyun, "Study of neutral point potential variation for three-level NPC inverter under fault condition," in *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, 2008, pp. 983-988.
- [224] P. Gun-Tae, K. Tae-Jin, K. Dae-Wook, and H. Dong-Seok, "Control method of NPC inverter for continuous operation under one phase fault condition," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, pp. 2188-2193 vol.4.
- [225] J. O. Estima, N. M. A. Freire, and A. J. M. Cardoso, "Recent advances in fault diagnosis by Park's vector approach," in *Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), 2013 IEEE Workshop on*, 2013, pp. 279-288.
- [226] "IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality," *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)*, pp. c1-81, 2009.
- [227] D. Shmilovitz, "On the definition of total harmonic distortion and its effect on measurement interpretation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, pp. 526-528, 2005.
- [228] Y. Hase and I. Wiley, "Handbook of power system engineering," 2007.
- [229] S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, *Electric power quality*: Springer, 2011.
- [230] S. Jackson, *Research methods and statistics: A critical thinking approach*: Cengage Learning, 2015.
- [231] D. C. LeBlanc, *Statistics: concepts and applications for science* vol. 2: Jones & Bartlett Learning, 2004.
- [232] A. M. Bazzi and P. T. Krein, "Review of Methods for Real-Time Loss Minimization in Induction Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 2319-2328, 2010.
- [233] D. d. A. Souza, W. C. P. d. A. Filho, and G. C. D. Sousa, "Adaptive Fuzzy Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 2157-2164, 2007.
- [234] L. Alberti, N. Bianchi, A. Boglietti, and A. Cavagnino, "Core Axial Lengthening as Effective Solution to Improve the Induction Motor Efficiency Classes," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 218-225, 2014.
- [235] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 1227-1233, 2001.

- [236] I. Standard and B. ISO, "Rolling Bearing–Dynamic Load Ratings and Rating Life," ed: ISO, 2007.
- [237] NSK, "Catálogo geral: Rolamentos," ed.
- [238] SKF. (2015). *Princípios de seleção e aplicação de rolamentos*. Available: <http://www.skf.com>
- [239] J. Walker, D. Halliday, and R. Resnick, *Fundamentals of physics*. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [240] R. Knight and R. Knight, *Physics for Scientists and Engineers: A Strategic Approach with Modern Physics*: Pearson Educaiton., 2007.
- [241] "Electric motor winding calculator," ed, 2015.

APÊNDICE

O apêndice está dividido em duas secções. Na secção A, apresentam-se tabelas que contêm informações complementares relativas aos motores estudados. Na secção B surge o conjunto de equações utilizadas no método do deslocamento de fase de 60° dos fasores da tensão, para o controlo, na situação em que o conversor NPC funciona em modo reconfigurado.

Secção A

Informação complementar relativa aos motores WEG

Tabela A. 1. Parâmetros construtivos dos motores da WEG

Aspetos construtivos	W22 High Eff. - IE2	W22 Premium – IE3
Diâmetro externo do estator (mm)	182	182
Diâmetro interno do estator (mm)	115	115
Diâmetro externo do rotor (mm)	114.55	114.55
Comprimento do núcleo (mm)	120	140
Diâmetro do veio (mm)	42	42
Espessura do entreferro (mm)	0.45	0.45
Espessura da chapa magnética (mm)	0.5	0.5
Número de ranhuras no estator	36	36
Número de barras no rotor	28	28
Número de espiras por bobina (estator)	55	50

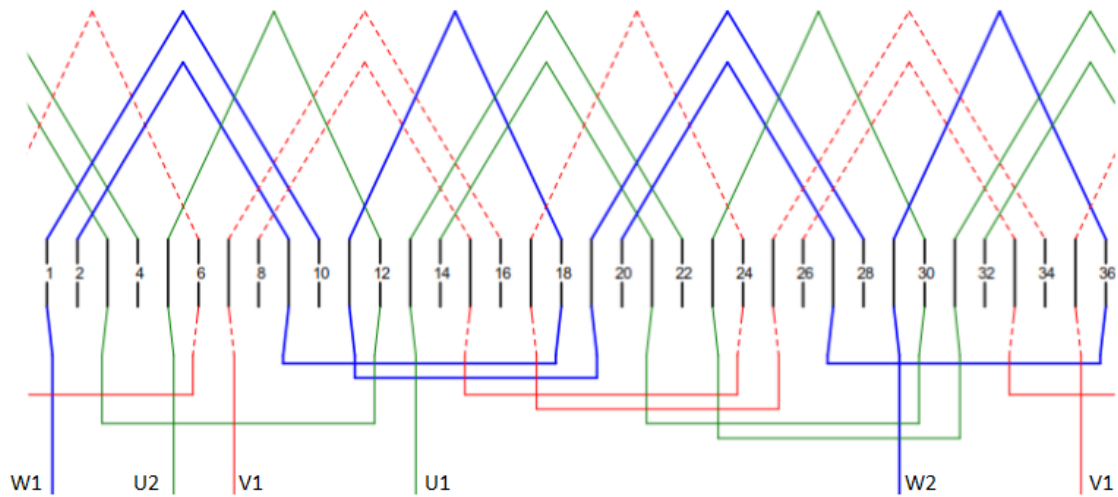


Fig. A. 1. Esquema dos enrolamentos estatóricos dos motores WEG IE2 e IE3.

Tabela A. 2. Propriedades dos materiais dos motores IE2 e IE3 da WEG

Propriedades dos materiais	W22 High Eff. - IE2	W22 Premium – IE3
Condutores do estator	Cobre	Cobre
Condutores do rotor	Alumínio	Alumínio
Capacidade térmica volumétrica do veio (J/(m ³ .K))	3510000	3510000
Capacidade térmica volumétrica do núcleo ferromagnético (J/(m ³ .K))	3500000	3500000
Capacidade térmica volumétrica do ar (J/(m ³ .K))	1005	1005
Condutividade térmica do veio (W/(m.K))	50.7	50.7
Condutividade térmica do núcleo ferro magnético (W/(m.K))	40	40
Condutividade térmica da carcaça (W/(m.K))	55	55
Condutividade térmica do ar (W/(m.K))	0.026	0.026
Emissividade da superfície externa da carcaça	0.8	0.8

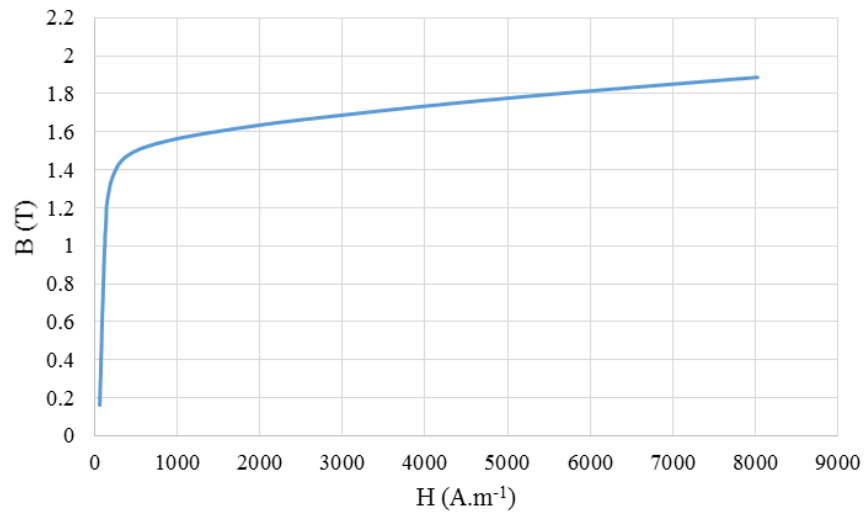


Fig. A. 2. Curva B-H do material ferromagnético do núcleo do motor IE2 da WEG.

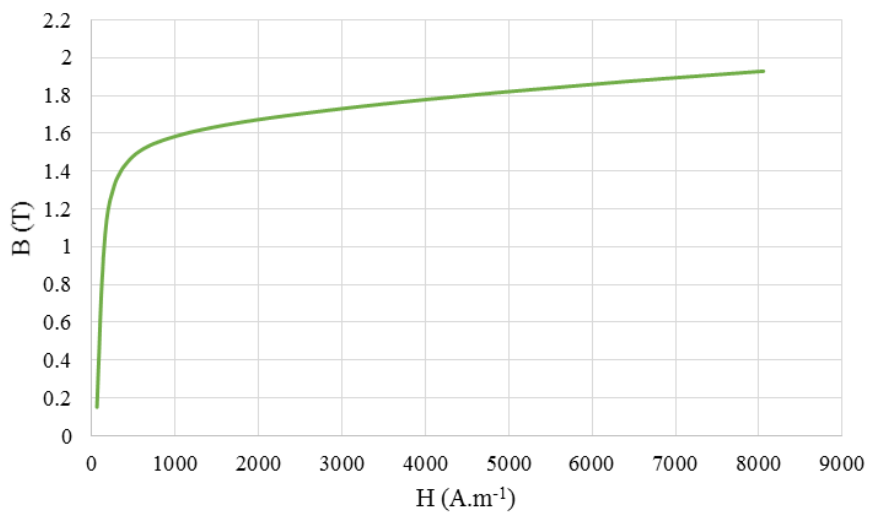


Fig. A. 3. Curva B-H do material ferromagnético do núcleo do motor IE3 da WEG.

Tabela A. 3. Coeficientes de Bertotti utilizados para o cálculo das perdas nos núcleos ferromagnéticos

Perdas no ferro – coeficientes de Bertotti	
<i>Hysteresis loss coefficient</i> (W.s.T ² .m ⁻³)	62.4
<i>Classical loss coefficient</i> (S.m ⁻¹)	4822130
<i>Loss in excess coefficient</i> (W.(T.s ⁻¹) ^{-3/2} .m ⁻³)	12.58
<i>Thickness of the lamination</i> (m)	0.0005
<i>Stacking factor</i>	0.93

Tabela A. 4. Variáveis associadas ao circuito equivalente dos motores IE2 e IE3 da WEG

Variáveis associadas ao circuito equivalente e outras	W22 High Eff. - IE2	W22 Premium – IE3
R₁ Resistência do estator (Ω)	4.1	3.33
R₂ Resistência do rotor referida ao estator (Ω)	3.83	3.11
X₁ Reatância de fugas do estator (Ω)	9.2	8.58
X₂ Reatância de fugas do rotor referida ao estator(Ω)	9.2	8.58
X_M Reatância de magnetização(Ω)	154	152
R_{fe} Resistência das perdas no ferro (Ω)	4543	5437
R_{seg} Resistência do segmento entre duas barras adjacentes (Ω)	0.37e-5	0.37e-5
L_{seg} Indutância de fugas do segmento entre duas barras adjacentes (H)	1.4e-8	1.4e-8

À semelhança do esquema de localização dos sensores de temperatura PT100 do motor IE3 da WEG, apresentado na Fig. 3.22, apresenta-se na Fig. A. 4 a localização dos sensores de temperatura para o motor IE2 da WEG.

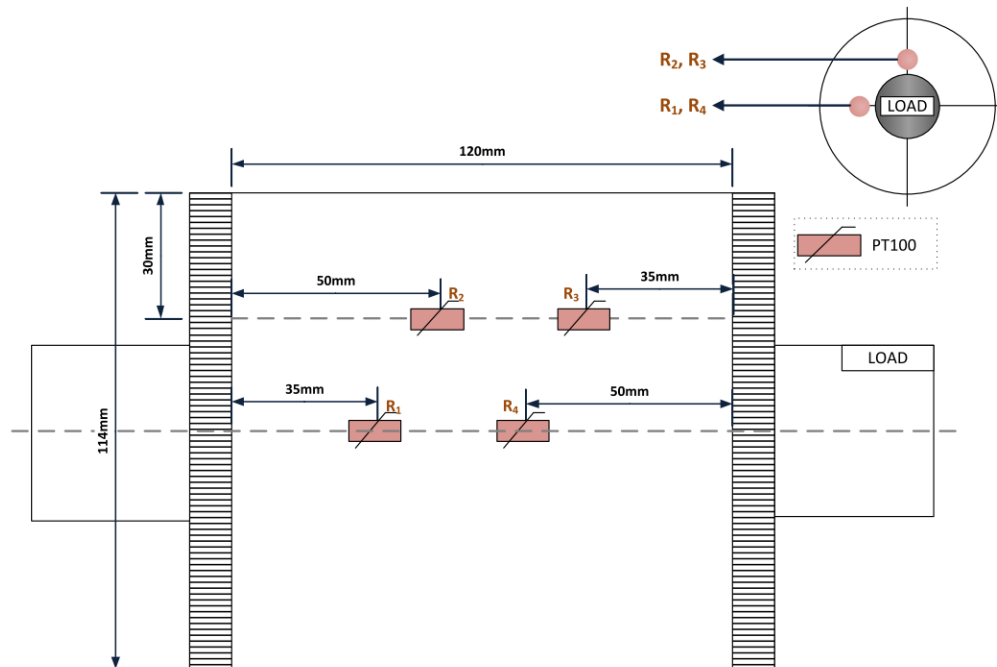


Fig. A. 4. Localização dos sensores de temperatura PT100 no rotor do motor IE2 da WEG.

Informação complementar relativa ao motor AEG

Dado que não foi possível obter os dados do motor AEG junto do fabricante, os parâmetros geométricos foram obtidos através de medições ao motor no laboratório. Por seu turno, o esquema dos enrolamentos do estator e do rotor teve em conta o número de ranhuras no estator e rotor, e foi obtido através do *software* online Emetor do Royal Institute of Technology [241]. Na Tabela A. 5 apresentam-se os parâmetros geométricos do motor AEG, e, nas Figs. A. 5 e A. 6, os esquemas dos enrolamentos do estator e do rotor considerados, respetivamente. As letras maiúsculas representam sentido de ida e as letras minúsculas sentido de retorno da corrente dos enrolamentos.

Os restantes dados são idênticos aos utilizados para os motores WEG.

Tabela A. 5. Parâmetros construtivos do motor AEG

Aspectos construtivos	Motor AEG
Diâmetro externo do estator (mm)	224
Diâmetro interno do estator (mm)	143.4
Diâmetro externo do rotor (mm)	142.2
Comprimento do núcleo (mm)	155
Diâmetro do veio (mm)	28
Espessura do entreferro (mm)	1.2
Número de ranhuras no estator	36
Número de barras no rotor	27
Número de espiras por bobina (estator)	54

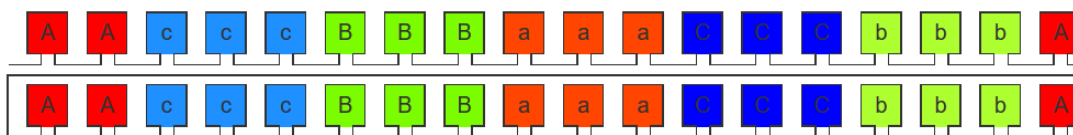


Fig. A. 5. Esquema dos enrolamentos estatorícos do motor AEG considerado para as simulações.

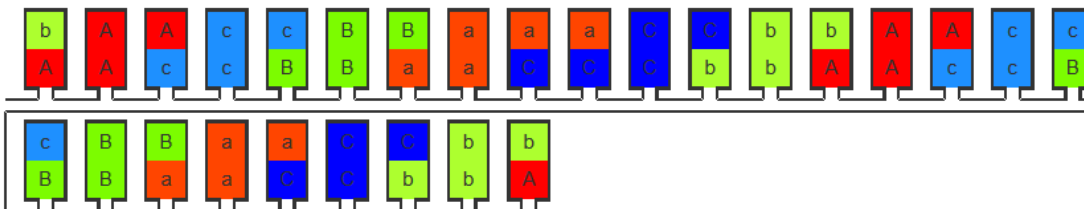


Fig. A. 6. Esquema dos enrolamentos rotóricos do motor AEG considerado para as simulações.

Tabela A. 6. Propriedades dos Materiais do motor AEG

Propriedades materiais	AEG 213C0751
Condutores do estator	Cobre
Condutores do rotor	Cobre
Capacidade térmica volumétrica do veio (J/(m ³ .K))	3510000
Capacidade térmica volumétrica do núcleo ferromagnético (J/(m ³ .K))	3537000
Capacidade térmica volumétrica do ar (J/(m ³ .K))	1005
Condutividade térmica do veio (W/(m.K))	50.7
Condutividade térmica do núcleo ferro magnético (W/(m.K))	40
Condutividade térmica da carcaça (W/(m.K))	55
Condutividade térmica do ar (W/(m.K))	0.026
Emissividade da superfície externa da carcaça	0.8

Tabela A. 7. Variáveis associadas ao circuito equivalente do motor AEG

Variáveis associadas ao circuito equivalente	AEG 213C0751
R_1 Resistência do estator (Ω)	2.4
R_2 Resistência do rotor referida ao estator (Ω)	3.35
X_1 Reatância de fugas do estator (Ω)	6.72
X_2 Reatância de fugas do rotor referida ao estator (Ω)	6.72
X_M Reatância de magnetização (Ω)	99.8
R_{fe} Resistência das perdas no ferro (Ω)	2528
R_{2real} Resistência do rotor real (Ω)	0.1425

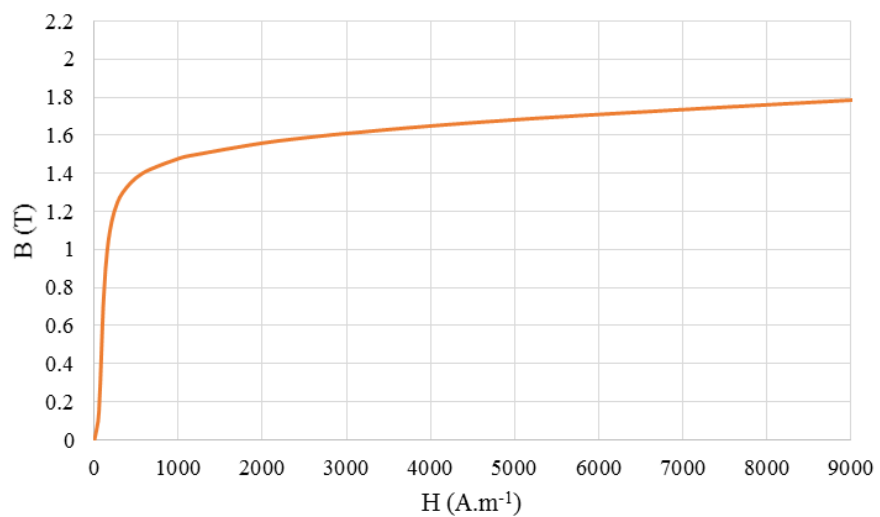


Fig. A. 7. Curva B-H do material ferromagnético do núcleo do motor da AEG.

Secção B

Implementação do deslocamento de fase de 60° dos fasores da tensão para o caso em que o conversor NPC opera em modo reconfigurado:

Na situação de funcionamento normal do conversor, no controlador a transformação $dq \rightarrow \alpha\beta$ é direta e utiliza-se o sistema de equações (6.3). No caso do conversor a operar em modo reconfigurado, a transformação $dq \rightarrow \alpha\beta$ é realizada em duas etapas. Primeiramente, procede-se à transformação $dq \rightarrow abc$, utilizando um sistema de equações modificado, em que se introduz o deslocamento de 60° dos fasores da tensão, pelos sistemas de equações (6.4), (6.5) e (6.6), para os casos de avaria na fase a, b e c, respetivamente. Seguidamente, realiza-se a transformada de Clarke, $abc \rightarrow \alpha\beta$, pelo sistema de equações (6.7).

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Avaria na fase A $\rightarrow u_a = 0$:

$$\begin{bmatrix} u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Avaria na fase B $\rightarrow u_b = 0$:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) & -\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Avaria na fase C $\rightarrow u_c = 0$:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (6.7)$$