



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

Diagnóstico e Análise de Avarias nos Enrolamentos Estatóricos de Motores de Indução Trifásicos Através da Aplicação do Método dos Referenciais Múltiplos

Sérgio Manuel Ângelo da Cruz

Coimbra – Portugal
2004

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

**Diagnóstico e Análise de Avarias nos Enrolamentos Estatóricos
de Motores de Indução Trifásicos Através da Aplicação do
Método dos Referenciais Múltiplos**

*Dissertação submetida para a obtenção do grau de Doutor em
Engenharia Electrotécnica, especialidade de Sistemas de
Energia, pela Universidade de Coimbra.*

Sérgio Manuel Ângelo da Cruz

Coimbra – Portugal
2004

Aos meus pais e irmã

Agradecimentos

Em primeiro lugar, expresso o meu agradecimento ao Prof. Doutor António João Marques Cardoso o papel que teve como orientador deste trabalho bem como a facultação dos meios materiais e financeiros necessários à sua realização.

Agradeço também ao Prof. Hamid Toliyat a amabilidade demonstrada durante a minha estadia de 4 meses no *Advanced Electric Machines & Power Electronics Laboratory* da *Texas A&M University*, TX, USA, período durante o qual foi realizado o trabalho experimental documentado no Capítulo 4 desta Dissertação.

À Pegop Energia Eléctrica S. A., ao Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da FCTUC e ao Instituto de Telecomunicações – Pólo de Coimbra, manifesto o meu agradecimento por todos os meios materiais disponibilizados e apoios directos e indirectos prestados durante a realização deste trabalho.

Agradeço ainda o financiamento concedido pelo programa PRODEP III no âmbito do concurso nº 4/5.3/PRODEP/2000.

Por último, agradeço à Ana, aos meus pais, à minha irmã e a todos os familiares em geral, as palavras de incentivo, sempre necessárias à realização de um trabalho desta índole.

Resumo

O objectivo primordial deste trabalho é o de propor um novo método de diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos de motores de indução trifásicos, quando estes são alimentados quer por fontes de tensão sinusoidal quer por conversores de frequência com controlo directo de binário (DTC).

O Capítulo 1, de natureza introdutória, sintetiza as principais causas, consequências e métodos de diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos dos motores de indução trifásicos. Aqui são enfatizadas as limitações encontradas no diagnóstico deste tipo de avaria recorrendo aos métodos tradicionais, bem como a necessidade de estudar o funcionamento de accionamentos eléctricos com DTC, hoje em dia bastante vulgarizados na indústria mas praticamente ignorados no domínio do diagnóstico de avarias.

O Capítulo 2 debruça-se sobre o desenvolvimento de um modelo matemático capaz de simular o comportamento de um motor de indução trifásico quando na presença de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos, e de um conversor de frequência com DTC. Os modelos matemáticos do motor e de todo o accionamento são ainda validados neste capítulo através da comparação de alguns resultados de simulação e experimentais.

No Capítulo 3 é estudada de forma aprofundada a ocorrência de curtos-circuitos entre espiras e as consequências introduzidas por esta avaria em diversas grandezas eléctricas que caracterizam o funcionamento do motor, com destaque para aquelas que podem ser calculadas com base nos sinais das correntes e tensões de alimentação do motor. Face às limitações das técnicas de diagnóstico tradicionais, é desenvolvido e proposto neste capítulo um novo método de diagnóstico, designado por método dos referenciais múltiplos, capaz de ultrapassar tais limitações e diagnosticar eficazmente a avaria. Diversos resultados de simulação e experimentais atestam a aplicabilidade da técnica de diagnóstico proposta quer em motores alimentados directamente pela rede quer em accionamentos com DTC.

O Capítulo 4 tem como objectivo demonstrar que o método dos referenciais múltiplos é facilmente integrável num accionamento com DTC, enfatizando os aspectos relacionados com a sua implementação numa placa com um processador digital de sinal (DSP). São ainda apresentados resultados experimentais que atestam a exequibilidade da integração dos sistemas de diagnóstico e de controlo do accionamento.

O Capítulo 5 contém as principais conclusões do trabalho desenvolvido, sugerindo ainda alguns tópicos para trabalho futuro.

Abstract

The main goal of this work is to propose a new diagnostic technique for the diagnosis of faults in the stator windings of three-phase induction motors when they are directly connected to the grid as well as in Direct Torque Controlled (DTC) induction motor drives.

Chapter 1, of introductory nature, summarizes the main causes, consequences and diagnostic techniques of faults that can occur in the stator windings of three-phase induction motors. The major drawbacks of the traditional diagnostic techniques usually used to diagnose this type of fault are emphasized. Additionally, it is recognized the need to fill a gap in the literature by addressing the diagnosis of faults in direct torque controlled induction motors, very common in industry nowadays but almost ignored in the field of fault diagnosis.

Chapter 2 deals with the development of a mathematical model able to simulate the behaviour of a three-phase induction motor in the presence of stator inter-turn short-circuits. Moreover, it is developed a model of a direct torque controlled induction motor drive. The validity of these models is accomplished by a comparison between experimental and simulation results.

In Chapter 3 the consequences of stator faults are thoroughly studied, with special emphasis on the effects introduced by the fault in the quantities which can be calculated through the manipulation of the motor supply currents and voltages. By recognizing the limitations of the traditional techniques in the diagnosis of stator faults, it is proposed and developed a new method, the so called multiple reference frames technique, which is able to overcome those limitations and effectively diagnose this type of fault. Simulation and experimental results demonstrate the effectiveness of the proposed technique in the diagnosis of this type of fault both in line-connected and in direct torque controlled induction motors.

Chapter 4 deals with the integration of the diagnostic and control systems of a DTC induction motor drive, with special emphasis on the aspects related to the implementation of the multiple reference frames techniques in the DSP board of the control system. Several experimental results are presented, demonstrating the easiness of integration of the developed diagnostic technique in a DTC induction motor drive.

Chapter 5 contains the main conclusions of this work and points towards some subjects which can be addressed in future work.

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	ii
Abstract	iii
Índice	iv
Lista de Símbolos	vii
Índices e Expoentes.....	xxiii
Abreviaturas	xxiv
Glossário.....	xxv
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 Âmbito do Trabalho Desenvolvido.....	1
1.2 Sistemas de Isolamento dos Enrolamentos Estatóricos dos Motores de Indução.....	4
1.3 Causas das Avarias nos Enrolamentos Estatóricos.....	6
1.3.1 Envelhecimento do Isolamento dos Enrolamentos	7
1.3.2 Sobrecargas Térmicas.....	7
1.3.3 Esforços Dielétricos.....	9
1.3.4 Descargas Parciais	9
1.3.5 Fenómenos Transitórios na Tensão de Alimentação.....	10
1.3.6 Esforços Mecânicos.....	11
1.3.7 Agentes Ambientais.....	11
1.4 Métodos de Diagnóstico	12
1.4.1 Componente de Sequência Negativa das Correntes de Alimentação.....	12
1.4.2 Impedância Efectiva de Sequência Negativa.....	14
1.4.3 Métodos Baseados na Aplicação do Vector de Park	15
1.4.4 Método da Função de Decisão.....	16
1.4.5 Uso da Matriz de Impedâncias.....	17
1.4.6 Soma das Tensões dos Enrolamentos.....	18
1.4.7 Análise do Valor Eficaz das Correntes de Alimentação	19
1.4.8 Análise da Potência Eléctrica Instantânea Total	20
1.4.9 Análise Espectral da Corrente Eléctrica de Alimentação	21
1.4.10 Análise Espectral das Tensões Induzidas nos Enrolamentos	21

1.4.11	Análise Espectral do Fluxo Magnético Axial	23
1.4.12	Análise Espectral do Binário Electromagnético	23
1.4.13	Medição do Nível de Descargas Parciais	25
1.4.14	Análise das Vibrações da Carcaça	26
1.4.15	Técnicas Baseadas no Uso de Inteligência Artificial	27
1.4.16	Métodos de Diagnóstico de Avarias em Accionamentos Eléctricos com Controlo Vectorial	28
1.4.16.1	Injecção de Sinais de Alta Frequência	28
1.4.16.2	Estatística de Funcionamento do Inversor	28
1.4.16.3	Técnicas Baseadas em Modelos	29
Capítulo 2 – Modelo de Simulação		31
2.1	Introdução	31
2.2	Modelo Detalhado do Accionamento	32
2.2.1	Modelo $m_i - n$ de um Motor de Indução	34
2.2.1.1	Equações Relativas aos Circuitos Estatóricos	34
2.2.1.2	Equações Relativas ao Rotor	36
2.2.1.3	Binário Electromagnético Desenvolvido pelo Motor	37
2.2.1.4	Cálculo das Indutâncias – Função de Enrolamento	39
2.2.2	Modelo Detalhado Final do Motor de Indução	43
2.2.2.1	Efeito Pelicular nas Barras do Rotor	45
2.2.2.1.1	Revisão do Estado da Arte	45
2.2.2.1.2	Inclusão do Efeito Pelicular no Modelo Desenvolvido	52
2.2.2.2	Inclinação das Barras do Rotor	54
2.2.2.3	Efeito da Largura Finita dos Condutores	58
2.2.2.4	Introdução dos Curtos-Circuitos entre Espiras	60
2.2.2.5	Formulação Matricial do Modelo Detalhado	61
2.2.3	Modelo do Conversor de Frequência	68
2.2.3.1	Opções Adoptadas na Modelação do Conversor	69
2.2.3.2	Formulação Matemática	70
2.2.4	Interligação dos Modelos Matemáticos do Motor e Conversor de Frequência	72
2.2.5	Implementação da Estratégia de Controlo do Accionamento	75
2.2.5.1	Aspectos Gerais	75
2.2.5.2	Controladores do Binário, Fluxo Estatórico e Velocidade	77
2.3	Validação do Modelo	79
2.4	Desenvolvimento de um Modelo Matemático Simplificado	87

Capítulo 3 – Análise e Diagnóstico da Avaria	89
3.1 Funcionamento do Motor com Avarias nos Enrolamentos Estatóricos.....	90
3.1.1 Alimentação Sinusoidal.....	90
3.1.2 Accionamento com DTC.....	101
3.2 O Método dos Referenciais Múltiplos	117
3.2.1 A Teoria dos Referenciais Múltiplos – Perspectiva Histórica.....	117
3.2.2 Referenciais Múltiplos no Diagnóstico de Avarias nos Enrolamentos Estatóricos.....	118
3.2.3 Resultados Obtidos	131
3.2.3.1 Alimentação Sinusoidal.....	131
3.2.3.2 Accionamento com DTC.....	135
3.3 Influência da Configuração dos Enrolamentos Estatóricos no Diagnóstico.....	137
Capítulo 4 – Integração dos Sistemas de Diagnóstico e de Controlo	141
4.1 Implementação da Técnica dos Referenciais Múltiplos	142
4.1.1 Hardware.....	142
4.1.2 Software	143
4.1.3 Resultados Experimentais.....	147
Capítulo 5 – Conclusões	152
Referências	158
Apêndice A – Inclusão do Efeito Pelicular no Modelo Matemático	172
Apêndice B – Matrizes do Modelo do Conversor de Frequência	180
Apêndice C – Controlo Directo do Binário (DTC) de um MIT	186
Apêndice D – Características do Accionamento e Sistema de Instrumentação ...	193
Apêndice E – Modelo Simplificado do Motor	197

Lista de Símbolos

a, b_0, h_0, b_c	Dimensões das ranhuras rotóricas	m
\underline{a}	Operador complexo $\exp(j2\pi/3)$	
B	Indução magnética	T
B_m	Coefficiente de atrito viscoso	Nms/rad
b	Largura de uma barra do rotor	m
b_i	Largura média da secção i de uma barra do rotor	m
$\cos \varphi_0$	Factor de potência do motor em vazio	
$\cos \varphi_n$	Factor de potência do motor à carga estipulada (nominal)	
C_i	Capacidades dos condensadores do circuito do conversor de frequência	F
dT	Saída do controlador de histerese do binário	
$d\psi$	Saída do controlador de histerese do fluxo estatórico	
e	Sinal de erro	
F_s	Frequência de amostragem dos sinais no accionamento	Hz
f_n	Frequência estipulada (nominal) de alimentação do motor	Hz
f_r	Frequência da corrente eléctrica rotórica	Hz
f_{rsb}	Frequências dos harmónicos das ranhuras do rotor	Hz
f_s	Frequência do termo fundamental das tensões/correntes de alimentação do motor	Hz
f_Ω	Frequência de rotação do rotor do motor	Hz
g	Largura radial do entreferro do motor	m
H	Intensidade do campo magnético	A/m
h	Altura das barras rotóricas	m

b_1	Altura da secção 1 de uma barra do rotor	m
b_2	Altura da secção 2 de uma barra do rotor	m
b_i	Altura da secção i de uma barra do rotor	m
I_0	Intensidade de corrente eléctrica absorvida em vazio	A
I_{cc}	Valor eficaz da corrente de curto-circuito	A
I_{lrc}	Intensidade de corrente absorvida pelo motor com o rotor travado	A
I_n	Corrente estipulada (nominal) do motor	A
i	Corrente eléctrica genérica	A
i_{0r}	Componente, segundo o eixo 0, das correntes dos enrolamentos rotóricos, referida ao estator	A
i_{0s}	Componente, segundo o eixo 0, das correntes dos enrolamentos estatóricos	A
i_{53}, i_{54}	Correntes de entrada/saída do inversor	A
i_A	Corrente que percorre a bobina A	A
i_R, i_S, i_T	Correntes de alimentação do motor	A
i_{UX}, i_{VY}, i_{WZ}	Correntes dos enrolamentos estatóricos do motor	A
$i_{as1}, i_{as2}, i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Correntes dos enrolamentos/subenrolamentos estatóricos do motor (modelo simplificado)	A
i_{ar}, i_{br}, i_{cr}	Correntes dos enrolamentos rotóricos do motor, referidas ao estator (modelo simplificado)	A
i_{bi}	Corrente do grupo i de bobinas dos enrolamentos estatóricos	A
i_{cc}, i_{cci}	Correntes (de malha) de curto-circuito	A
i_{dr}, i_{qr}	Componentes, segundo os eixos $d-q$, das correntes dos enrolamentos rotóricos, referidas ao estator	A
i_{ds}, i_{qs}	Componentes, segundo os eixos $d-q$, das correntes dos enrolamentos estatóricos	A

i_{mi}	Corrente de malha i	A
i_{re}	Corrente de malha de um anel da gaiola rotórica	A
i_{ri}	Corrente que circula na malha i do rotor	A
i_{dr}^+, i_{qr}^+	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos rotóricos do motor, referidas ao estator	A
i_{ds}^+, i_{qs}^+	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos estáticos do motor	A
i_{ds}^-, i_{qs}^-	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência negativa das correntes dos enrolamentos estáticos do motor	A
i_{ds}^{-e}, i_{qs}^{-e}	Componentes, segundo os eixos $d-q$, num referencial síncrono a rodar no sentido horário, das correntes de alimentação do motor	A
$i_{ds}^{-em}, i_{qs}^{-em}$	Valores médios de i_{ds}^{-e} e i_{qs}^{-e} , respectivamente	A
i_{dr}^f, i_{qr}^f	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos rotóricos do motor (referidas ao estator), introduzidas pela avaria	A
i_{ds}^e, i_{qs}^e	Componentes, segundo os eixos $d-q$, no segundo referencial síncrono, das correntes de alimentação do motor	A
i_{ds}^f, i_{qs}^f	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos estáticos do motor, introduzidas pela avaria	A
i_{ds}^{fl}, i_{qs}^{fl}	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência positiva das correntes de alimentação do motor, introduzidas pela avaria	A
i_{dr}^b, i_{qr}^b	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos rotóricos do motor (referidas ao estator), na ausência de avarias	A
i_{ds}^b, i_{qs}^b	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos estáticos do motor, na ausência de avarias	A

i_{ds}^{bl}, i_{qs}^{bl}	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência positiva das correntes de alimentação do motor, na ausência de avarias	A
i_{ds}^l, i_{qs}^l	Componentes, segundo os eixos $d-q$, das correntes de alimentação do motor	A
i_{ds}^{l-}, i_{qs}^{l-}	Componentes, segundo os eixos $d-q$, correspondentes à componente de sequência negativa das correntes de alimentação do motor	A
i_e^r	Corrente de circulação na malha de um anel da gaiola rotórica (modelo $m_i - n$)	A
i_i^r	Corrente de circulação na malha rotórica i (modelo $m_i - n$)	A
i_i^s	Corrente do circuito elementar estático i (modelo $m_i - n$)	A
\underline{i}_r	Fasor espacial, num referencial estático, das correntes do rotor referidas ao estator	A
\underline{i}_s	Fasor espacial das correntes dos enrolamentos estáticos	A
\underline{i}_s^l	Fasor espacial das correntes de alimentação do motor	A
J	Densidade de corrente eléctrica no interior de uma barra do rotor (sem efeito pelicular)	A/m ²
J_i	Densidade de corrente eléctrica na secção i de uma barra do rotor	A/m ²
J_m	Momento de inércia das massas girantes	Kgm ²
K_{w1s}	Factor de enrolamento para o termo fundamental da força magnetomotriz dos enrolamentos estáticos	
K_p	Ganho proporcional do controlador PI	
k	Razão entre o número de espiras em curto-circuito e o número total de espiras em série, por fase, dos enrolamentos estáticos do motor (valor por unidade de espiras em curto-circuito)	
k_c	Factor correctivo da indutância L_c	
k_{cor}	Factor correctivo dos efeitos da avaria nas componentes simétricas da corrente de alimentação do motor	

k_i	Número inteiro arbitrário	
L_{AA}, L_{BB}	Indutâncias próprias das bobinas A e B , respectivamente	H
L_{AB}, L_{BA}	Indutância mútua entre as bobinas A e B	H
L_{Ar}	Indutância mútua entre um circuito estático A e uma malha rotórica com barras não inclinadas	H
L_{ac}	Indutância de fugas (valor ac) de uma barra do rotor	H
L_b, L_{dc}	Indutância de fugas (valor dc) de uma barra do rotor	H
L_{b1}	Indutância de fugas da secção 1 de uma barra do rotor	H
L_{b2}	Indutância de fugas da secção 2 de uma barra do rotor	H
L_{b12}	Indutância mútua de fugas entre as secções 1 e 2 de uma barra do rotor	H
L_c	Parcela da indutância de fugas comum às secções 1 e 2 de uma barra do rotor	H
L_{cci}	Indutância externa do curto-circuito i	H
L_e, L_{e1}	Indutância de fugas de um segmento de anel da gaiola rotórica	H
L_{ee}	Parcela da indutância de fugas do rotor, referida ao estator, não afectada pelo efeito pelicular	H
L_f	Soma da indutância interna da fonte de alimentação com a indutância do cabo que a liga ao motor	H
L_i	Indutâncias de fugas do circuito equivalente do rotor, incluindo o efeito pelicular; Indutâncias presentes no circuito do conversor de frequência	H
L_{iA}	Indutância de fugas da bobina A	H
L_{iB}	Indutância de fugas da bobina B	H
L_{ir}	Indutância de fugas de um enrolamento rotórico, referida ao estator	H
L_{is}	Indutância de fugas de um enrolamento estático	H
L_m	Indutância cíclica dos enrolamentos estáticos	H

L_{mr}	Indutância de magnetização de uma malha rotórica	H
L_{ms}	Indutância de magnetização de um enrolamento estatórico	H
L_{mA}	Indutância de magnetização da bobina A	H
L_{mB}	Indutância de magnetização da bobina B	H
L_{pb1}	Parcela da indutância de fugas de uma barra do rotor, associada à zona da ranhura que contém a secção 1	H
L_{pb2}	Parcela da indutância de fugas de uma barra do rotor, associada à zona da ranhura que contém a secção 2	H
L_r	Indutância dos enrolamentos rotóricos, em eixos $d-q-0$, referida ao estator ($L_r = L_m + L_{lr}$)	H
L_s	Indutância dos enrolamentos estatóricos, em eixos $d-q-0$ ($L_s = L_m + L_{ls}$)	H
L_{Ar}^{inc}	Indutância mútua entre um circuito estatórico A e uma malha rotórica com barras inclinadas	H
L_b^{inc}	Indutância de fugas de uma barra rotórica inclinada	H
L_{ij}^r	Indutância mútua entre as malhas rotóricas i e j	H
L_{ii}^s	Indutância própria do circuito elementar estatórico i (modelo $m_i - n$); Indutância própria do grupo de bobinas i dos enrolamentos estatóricos	H
L_{ij}^s	Indutância mútua entre os circuitos elementares estatóricos i e j (modelo $m_i - n$); Indutância mútua entre os grupos de bobinas i e j dos enrolamentos estatóricos	H
L_{ie}^{sr}	Indutância mútua entre o circuito elementar estatórico i e a malha de um anel da gaiola rotórica (modelo $m_i - n$); Indutância mútua entre o grupo de bobinas estatóricas i e a malha de um anel da gaiola rotórica	H
L_{ij}^{sr}	Indutância mútua entre o circuito elementar estatórico i e a malha rotórica j (modelo $m_i - n$); Indutância mútua entre o grupo de bobinas estatóricas i e a malha rotórica j	H
L_s'	Indutância transitória dos enrolamentos estatóricos	H
l	Comprimento axial activo do motor	m

m	Número de correntes de malha dos enrolamentos estatóricos do motor	
m_b	Número total de grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos	
m_c	Número total de bobinas dos enrolamentos estatóricos	
m_i	Número de circuitos elementares estatóricos (modelo $m_i - n$)	
m_s	Número de fases do estator	
N	Número de condutores alojados numa ranhura do rotor	
N_s	Número total de espiras em série, por fase, dos enrolamentos estatóricos	
$N_i(\theta_m)$	Função de enrolamento da bobina i	
n	Número de barras da gaiola rotórica	
n_{cc}	Número de curtos-circuitos	
n_{eA}, n_{eB}	Número de espiras das bobinas A e B , respectivamente	
$n_i(\theta_m)$	Função de distribuição de condutores da bobina i	
n_n	Valor estipulado (nominal) da velocidade de rotação do rotor	rpm
$n_r(\theta_m, \gamma, \theta_r)$	Função de distribuição de condutores de uma malha rotórica	
P_n	Potência mecânica estipulada (nominal) do motor	W
p	Número de pares de pólos do motor	
R_{ac}	Resistência eléctrica (valor ac) de uma barra do rotor	Ω
R_b, R_{dc}	Resistência eléctrica (valor dc) de uma barra do rotor	Ω
R_{b1}	Resistência eléctrica da secção 1 de uma barra do rotor	Ω
R_{b2}	Resistência eléctrica da secção 2 de uma barra do rotor	Ω
R_{cc}	Resistência externa de curto-circuito	Ω

R_{ci}	Resistência eléctrica da bobina i estatórica	Ω
R_{cc_i}	Resistência externa do curto-circuito i	Ω
R_e	Resistência eléctrica de um segmento de anel	Ω
R_{ee}	Parcela da resistência eléctrica do rotor, referida ao estator, não afectada pelo efeito pelicular	Ω
R_f	Soma da resistência interna da fonte de alimentação com a resistência eléctrica do cabo que a liga ao motor	Ω
R_i	Resistências eléctricas do circuito equivalente do rotor, incluindo o efeito pelicular; Resistências presentes no circuito do conversor de frequência	Ω
R_s	Resistência eléctrica dos enrolamentos estatóricos	Ω
R_i^s	Resistência eléctrica do circuito elementar estatórico i (modelo $m_i - n$)	Ω
R_r'	Resistência dos enrolamentos rotóricos, referida ao estator	Ω
r	Raio da gaiola rotórica	m
r_1	Raio médio do entreferro do motor	m
S_A	Função de comutação do braço esquerdo do inversor	
S_B	Função de comutação do braço central do inversor	
S_C	Função de comutação do braço direito do inversor	
s	Deslizamento do rotor	
s_n	Valor estipulado (nominal) do deslizamento do rotor	
T_{em}	Binário electromagnético <i>real</i> desenvolvido pelo motor	Nm
\hat{T}_{em}	Binário electromagnético estimado	Nm
T_i	Tempo integral do controlador PI	s
T_l	Binário de carga	Nm
T_{ref}	Binário de referência do accionamento	Nm

t	Variável tempo	s
U	Valor máximo da componente de sequência positiva das tensões dos enrolamentos estatóricos	V
U_{Rf}, U_{Sf}, U_{Tf}	Tensões simples do sistema de alimentação do conversor de frequência	V
U_{RS}, U_{ST}, U_{TR}	Tensões compostas de alimentação do motor	V
U_{RTf}, U_{STf}	Tensões compostas de alimentação do accionamento	V
U_{dc}	Tensão do barramento DC do conversor de frequência	V
U_n	Valor estipulado (nominal) da tensão composta do motor	V
U^+, U^-	Valor eficaz das componentes de sequência positiva e negativa das tensões compostas de alimentação do motor	V
u_a, u_b, u_c	Tensões simples do sistema de alimentação do motor	V
u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	Tensões compostas do sistema de alimentação do motor	V
u_{ar}, u_{br}, u_{cr}	Tensões dos enrolamentos rotóricos do motor, referidas ao estator	V
u_{as}	Tensão aos terminais do enrolamento estatórico $U-X$	V
u_{as1}, u_{as2}	Tensões dos subenrolamentos do enrolamento estatórico $U-X$	
u_{bi}	Tensão aos terminais do grupo i de bobinas dos enrolamentos estatóricos	V
u_{bs}	Tensão aos terminais do enrolamento estatórico $V-Y$	V
u_{cs}	Tensão aos terminais do enrolamento estatórico $W-Z$	V
u_{ds}, u_{qs}	Componentes, segundo os eixos $d-q$, das tensões dos enrolamentos estatóricos	V
u_{f1}, u_{f2}, u_{f3}	Quedas de tensão no cabo de alimentação do motor	V
$u_{as}^+, u_{bs}^+, u_{cs}^+$	Tensões dos enrolamentos estatóricos do motor, correspondentes à respectiva componente de sequência positiva	V
u_{ds}^l, u_{qs}^l	Componentes, segundo os eixos $d-q$, das tensões simples de alimentação do motor	V

u_i^s	Tensão do circuito elementar estatórico i (modelo $m_i - n$)	V
\underline{u}_s	Fasor espacial das tensões dos enrolamentos estatóricos	V
\underline{u}_s^l	Fasor espacial das tensões simples do sistema de alimentação do motor	V
$ \underline{u}_s^+ , \underline{u}_s^- $	Amplitudes dos fasores espaciais das componentes de sequência positiva e negativa das tensões dos enrolamentos estatóricos do motor, respectivamente	V
$ \underline{u}_s^{3f} $	Amplitude do fasor espacial do terceiro harmónico das tensões dos enrolamentos estatóricos do motor	V
W_{co}	Co-energia do motor	J
W_{mag}	Energia magnética armazenada no motor	J
X_{ls}	Reactância de fugas dos enrolamentos estatóricos	Ω
X_m	Reactância de magnetização do esquema equivalente, por fase, do motor	Ω
X_{lr}'	Reactância de fugas dos enrolamentos rotóricos, referida ao estator	Ω
\mathcal{Y}	Altura no interior de uma ranhura	m
Z_{cci}	Impedância externa do curto-circuito i	Ω
$[A^c]$	Matriz da formulação matemática do conversor	
$[B_{11}^c]$	Matriz da formulação matemática do conversor	
$[B_{12}^c]$	Matriz da formulação matemática do conversor	
$[B_{12}^{c1}], [B_{12}^{c2}]$	Submatrizes da formulação matemática do conversor	
$[B_{21}^c]$	Matriz da formulação matemática do conversor	
$[B_{21}^{c1}], [B_{21}^{c2}]$	Submatrizes da matriz $[B_{21}^c]$	
$[B_{21}^{c3}], [B_{21}^{c4}]$	Submatrizes da matriz $[B_{21}^c]$	
$[B_{22}^c]$	Matriz da formulação matemática do conversor	

$[C_{al}]$	Submatriz de ligação
$[C_b]$	Matriz de ligação dos grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos
$[C_c]$	Matriz de ligação das bobinas dos enrolamentos estatóricos
$[C_{bf}]$	Matriz de ligação dos grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos, impedâncias de curto-circuito e fonte de alimentação
$[C_{lig}]$	Matriz de ligação dos modelos do motor e do conversor de frequência
$[C_r]$	Matriz de transformação das grandezas do rotor de coordenadas de fase para eixos $d-q-0$
$[C_s]$	Matriz de transformação das grandezas do estator de coordenadas de fase para eixos $d-q-0$
$[C_{sc}]$	Submatriz de ligação
$[D_1]$	Submatriz do modelo final do accionamento
$[I]$	Matriz identidade
$[I_{cc}]$	Vector das correntes de curto-circuito
$[I_r]$	Vector das correntes de malha rotóricas (modelo $m_i - n$); Vector das correntes de malha dos enrolamentos rotóricos, incluindo o efeito pelicular
$[I_s]$	Vector das correntes dos circuitos estatóricos (modelo $m_i - n$)
$[I_{sb}]$	Vector das correntes que circulam nos grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos
$[I_{sbf}]$	Vector das correntes dos grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos, correntes de curto-circuito e correntes de alimentação do motor
$[I_{sm}]$	Vector das correntes de malha dos enrolamentos estatóricos
$[i_r]$	Vector das correntes dos enrolamentos rotóricos, referidas ao estator (modelo simplificado)

$\begin{bmatrix} i_s \\ i_s^* \end{bmatrix}$	Vector das correntes dos enrolamentos estatóricos (modelo simplificado)
$\begin{bmatrix} i_r \\ i_r \end{bmatrix}_{dq}^+$	Vector das componentes, segundo os eixos d - q , correspondente à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos rotóricos, referido ao estator
$\begin{bmatrix} i_r^b \\ i_r^b \end{bmatrix}_{dq}^+$	Vector das componentes, segundo os eixos d - q , correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos rotóricos (referidas ao estator), na ausência de avarias
$\begin{bmatrix} i_r^f \\ i_r^f \end{bmatrix}_{dq}^+$	Vector das componentes, segundo os eixos d - q , correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos rotóricos (referidas ao estator), introduzido pela avaria
$\begin{bmatrix} i_s \\ i_s \end{bmatrix}_{dq}^+$	Vector das componentes, segundo os eixos d - q , correspondentes à componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos estatóricos
$\begin{bmatrix} i_s \\ i_s \end{bmatrix}_{dq}^-$	Vector das componentes, segundo os eixos d - q , correspondentes à componente de sequência negativa das correntes dos enrolamentos estatóricos
$\begin{bmatrix} i_s^l \\ i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^-$	Vector das componentes, segundo os eixos d - q , correspondentes à componente de sequência negativa das correntes de alimentação do motor
$[L_{cc}]$	Matriz das indutâncias de curto-circuito
$[L_{lsb}]$	Matriz das indutâncias de fugas dos grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos
$[L_{msb}]$	Matriz das indutâncias de magnetização dos grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos
$[L_r]$	Matriz das indutâncias das malhas rotóricas, incluindo o efeito pelicular
$[L_{rr}]$	Matriz das indutâncias das malhas rotóricas (modelo $m_i - n$); Matriz das indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos rotóricos, referidas ao estator (modelo simplificado)
$[L_{sb}]$	Matriz das indutâncias próprias e mútuas dos grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos
$[L_{sbf}]$	Versão estendida de $[L_{sb}]$ de modo a acomodar L_{cci} e L_f

$[L_{sr}]$	Matriz das indutâncias mútuas entre os circuitos estatóricos e as malhas rotóricas (modelo $m_i - n$); Matriz das indutâncias mútuas entre os grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos e as malhas rotóricas, incluindo o efeito pelicular; Matriz das indutâncias mútuas entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos (modelo simplificado)
$[L_{sr}^*]$	Matriz das indutâncias mútuas entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos (modelo simplificado)
$[L_{ss}]$	Matriz das indutâncias próprias e mútuas dos circuitos estatóricos (modelo $m_i - n$); Matriz das indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos estatóricos (modelo simplificado)
$[L_{ss}^*]$	Matriz das indutâncias próprias e mútuas dos enrolamentos estatóricos (modelo simplificado)
$[M_1], [M_2], [M_3]$	Matrizes do modelo final do accionamento
$[R_{cc}]$	Matriz das resistências de curto-circuito
$[R_r]$	Matriz das resistências das malhas rotóricas (modelo $m_i - n$ e modelo detalhado); Matriz das resistências dos enrolamentos rotóricos, referidas ao estator (modelo simplificado)
$[R_s]$	Matriz das resistências dos circuitos estatóricos (modelo $m_i - n$); Matriz das resistências dos enrolamentos estatóricos (modelo simplificado)
$[R_s^*]$	Matriz das resistências dos enrolamentos estatóricos (modelo simplificado)
$[R_{sb}]$	Matriz das resistências dos grupos de bobinas dos enrolamentos estatóricos
$[R_{sbf}]$	Versão estendida de $[R_{sb}]$ por forma a acomodar R_{cci} e R_f
$[R_{sc}]$	Matriz das resistências das bobinas dos enrolamentos estatóricos
$[R_{sT}]$	Matriz de resistências do modelo detalhado do motor
$[U_{alim}]$	Vector da formulação matemática do conversor
$[U_r]$	Vector das tensões das malhas rotóricas

$[U_s]$	Vector das tensões dos circuitos estáticos (modelo $m_i - n$)	
$[U_{sb}]$	Vector das tensões dos grupos de bobinas dos enrolamentos estáticos	
$[U_{sbf}]$	Vector das tensões dos grupos de bobinas dos enrolamentos estáticos, quedas de tensão nas impedâncias de curto-circuito e quedas de tensão no cabo de alimentação do motor	
$[U_{sm}]$	Vector das tensões de malha dos circuitos estáticos	
$[u_s], [u_s^*]$	Vectores das tensões dos enrolamentos estáticos (modelo simplificado)	
$[u_s]_{dq}^+$	Vector das componentes, segundo os eixos $d-q$, da componente de sequência positiva das tensões dos enrolamentos estáticos (modelo simplificado)	
$[X_e^c]$	Vector das variáveis de estado do conversor	
$[X_{ne}^c]$	Vector das variáveis, não de estado, do conversor	
$[X_{ne}^{c1}], [X_{ne}^{c2}]$	Vectores constituintes de $[X_{ne}^c]$	
$[\psi_r]$	Vector dos fluxos encadeados das malhas rotóricas (modelo $m_i - n$); Vector dos fluxos encadeados dos enrolamentos rotóricos, referidos ao estator (modelo simplificado)	
$[\psi_s]$	Vector dos fluxos encadeados dos circuitos estáticos (modelo $m_i - n$)	
$[\psi_s], [\psi_s^*]$	Vector dos fluxos encadeados dos enrolamentos estáticos (modelo simplificado)	
$[\Delta u_r]_{dq}^+$	Vector das componentes, segundo os eixos $d-q$, das tensões adicionais dos enrolamentos rotóricos introduzidas pela avaria (modelo simplificado)	
$[\Delta u_s]_{dq}^+$	Vector das componentes, segundo os eixos $d-q$, das tensões adicionais dos enrolamentos estáticos introduzidas pela avaria (modelo simplificado)	
α	Ângulo mecânico de inclinação das barras do rotor	rad
α_A	Ângulo mecânico correspondente ao passo da bobina A	rad

α_p	Inverso da profundidade de penetração	m^{-1}
$\alpha(i)$	Sector i do plano complexo	
β_1, β_2	Fases iniciais de diversas grandezas	rad
ΔT_d	Período de discretização	s
$\Delta u_{dr}, \Delta u_{qr}$	Termos adicionais, segundo os eixos d e q , introduzidos pela avaria nas tensões dos enrolamentos rotóricos do motor	V
$\Delta u_{ds}, \Delta u_{qs}$	Termos adicionais, segundo os eixos d - q , introduzidos pela avaria nas tensões dos enrolamentos estatóricos do motor	V
Δu_{0s}	Termo adicional, segundo o eixo 0 , introduzido pela avaria nas tensões dos enrolamentos estatóricos do motor	V
$\Delta \underline{i}^f$	Vector indicador da avaria, mensurável nas correntes dos enrolamentos estatóricos	A
$\Delta \underline{i}^{fl}$	Vector indicador da avaria, mensurável nas correntes de alimentação do motor	A
θ	Posição angular eléctrica do rotor	rad
θ_0	Posição angular inicial dos eixos d - q - 0	rad
θ_{A1}, θ_{A2}	Posição angular mecânica dos lados da bobina A	rad
θ_{B1}, θ_{B2}	Posição angular mecânica dos lados da bobina B	rad
θ_a	Posição angular do sistema de eixos d - q - 0 (ângulo da matriz de transformação das grandezas de coordenadas de fase para eixos d - q - 0)	rad
θ_r, ζ	Posição angular mecânica do rotor	rad
θ_m	Posição angular arbitrária ao longo da periferia interna do estator do motor	rad
θ_s	Ângulo do fasor espacial do fluxo encadeado estatórico num referencial estatórico	rad
ϑ	Ângulo formado entre os fasores espaciais do fluxo estatórico e rotórico	rad
μ	Ordem dos harmónicos espaciais que os enrolamentos estatóricos têm capacidade de criar	

μ_0	Permeabilidade magnética do vazio	Hm ⁻¹
ν	Número inteiro	
ξ	Altura virtual das barras rotóricas	
ρ	Resistividade eléctrica do material das barras rotóricas	Ωm
τ	Desfasamento entre a corrente de curto-circuito e a tensão do enrolamento onde a avaria está localizada	rad
ν	Número inteiro ímpar	
φ	Fase inicial da corrente de curto-circuito	rad
φ_u	Fase inicial das tensões dos enrolamentos estatóricos do motor	rad
ϕ	Fluxo magnético	Wb
ψ	Fluxo magnético encadeado	Wb
ψ_{BA}	Fluxo encadeado associado à bobina B , devido ao fluxo produzido pela bobina A	Wb
$\psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}$	Fluxos encadeados dos enrolamentos rotóricos, referidos ao estator (modelo simplificado)	Wb
$\psi_{as1}, \psi_{as2}, \psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}$	Fluxos encadeados dos enrolamentos/subenrolamentos estatóricos (modelo simplificado)	Wb
ψ_{dr}, ψ_{qr}	Componentes, segundo os eixos d - q , do fluxo encadeado dos enrolamentos rotóricos referido ao estator	Wb
ψ_{ds}, ψ_{qs}	Componentes, segundo os eixos d - q , do fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricos	Wb
ψ_{ref}	Fluxo de referência do accionamento	Wb
ψ_{ds}^l, ψ_{qs}^l	Componentes, segundo os eixo d - q , do fluxo encadeado estatórico de um motor equivalente (com os enrolamentos estatóricos ligados em estrela)	Wb
ψ_i^s	Fluxo encadeado do circuito elementar estatórico i (modelo $m_i - n$)	Wb
$\underline{\psi}_r$	Fasor espacial do fluxo encadeado rotórico, num referencial estatórico	Wb

$\underline{\psi}_s$	Fasor espacial do fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricos	Wb
$\underline{\psi}_{s0}^l$	$\underline{\psi}_s^l$ no instante t_0	Wb
$\underline{\psi}_s^l$	Fasor espacial do fluxo encadeado estatórico de um motor equivalente (com os enrolamentos estatóricos ligados em estrela)	Wb
ω_a	Velocidade angular eléctrica arbitrária do sistema de eixos $d-q-0$	rad/s
ω_r	Velocidade angular eléctrica de rotação do rotor	rad/s
ω_s	Velocidade angular eléctrica do termo fundamental da tensão de alimentação do motor	rad/s
Ω_c	Frequência angular de corte do filtro	rad/s
Ω_m	Velocidade angular mecânica de rotação do rotor	rad/s
\wp	Permeância magnética	H
\mathfrak{F}	Força magnetomotriz	A
$2\Delta T$	Largura da banda de histerese do controlador do binário	Nm
$2\Delta \psi$	Largura da banda de histerese do controlador do fluxo	Wb

Índices e Expoentes

c	relativo a bobinas do estator
sb	relativo a grupos de bobinas do estator
r	relativo a grandezas do rotor
e	relativo a segmentos de anel da gaiola rotórica
dc	relativo a corrente contínua
ac	relativo a corrente alternada

*	grandeza calculada/medida como se tratasse de um motor sem avarias; número complexo conjugado
^	relativo a grandezas estimadas
<i>m</i>	relativo a indutâncias de magnetização
<i>l</i>	relativo a indutâncias de fugas; relativo a grandezas de linha
<i>dq0</i>	vector com as componentes de uma dada grandeza, em eixos <i>d-q-0</i> .

Abreviaturas

AC	<i>Alternating Current</i> – Corrente Alternada
AVAC	Aquecimento, Ventilação e Ar Condicionado
DC	<i>Direct Current</i> – Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador Digital de Sinal
DTC	<i>Direct Torque Control</i> – Controlo Directo do Binário
EPVA	<i>Extended Park's Vector Approach</i>
FMMR	Força Magnetomotriz do Rotor
FS	Factor de Severidade
IA	Inteligência Artificial
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> – Transistor Bipolar de Porta Isolada
MIT	Motor de Indução Trifásico
MRF	<i>Multiple Reference Frames</i> – Referenciais Múltiplos
PI	Controlador Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por Largura de Impulso
RSH	<i>Rotor Slot Harmonics</i> – Harmónicos das Ranhuras do Rotor
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> – Inversor de Fonte de Tensão

Glossário

Alimentação sinusoidal

Condição de funcionamento do motor em que as tensões de alimentação são expressas por uma função trigonométrica do tipo seno ou coseno.

Indicador da avaria

Qualquer quantidade ou grandeza que sinaliza a presença de uma dada avaria. Regra geral, um indicador da avaria não permite a quantificação da mesma, por ser dependente das condições de funcionamento, dos parâmetros e das características do motor.

Factor de severidade da avaria

Uma quantidade, habitualmente expressa em percentagem, capaz de dar uma indicação e uma imagem quantitativa da extensão da avaria. Tipicamente, um factor de severidade adequado é, tanto quanto possível, independente das condições de funcionamento e características do motor. Deste modo, o factor de severidade corresponde à normalização do indicador da avaria.

1 | Introdução

1.1 Âmbito do Trabalho Desenvolvido

Há mais de um século que o motor de indução tem sido utilizado, em larga medida devido à sua simplicidade, robustez, fiabilidade, rendimento, baixo custo, leveza e pequeno volume. O motor de indução trifásico, em particular aquele com rotor em gaiola de esquilo, constitui o tipo de motor mais usado em aplicações a velocidade fixa. No entanto, ao longo das últimas décadas, as necessidades da indústria em variar a velocidade e o binário desenvolvido pelos motores eléctricos em determinados processos industriais, por forma a eliminar componentes mecânicos tais como embraiagens, caixas reductoras, válvulas reguladoras, etc., associadas ainda aos enormes desenvolvimentos no domínio dos semicondutores de potência e processadores digitais de sinal, potenciaram também o uso em larga escala do motor de indução trifásico alimentado por conversores de frequência [1], [2].

Embora o motor de indução seja superior a alguns dos outros tipos de motores eléctricos, a estrutura do seu modelo matemático, fortemente não linear e com grandes interacções entre as diversas grandezas, requer sistemas de controlo muito mais complexos do que, por exemplo, um motor de corrente contínua de excitação separada. Assim, não é de estranhar que o uso de accionamentos baseados no controlo escalar do motor de indução trifásico tenha perdurado ao longo de vários anos. Com este tipo de controlo, nem o fluxo magnético nem o binário desenvolvido pelo motor são controlados directamente. A grande vantagem deste tipo de sistema, hoje praticamente em desuso, excepto no domínio dos sistemas AVAC, consistia na simplicidade do mesmo e na não necessidade de usar sensores de velocidade. Por conseguinte, um accionamento tão simplista e a funcionar em malha aberta não permitia um

controlo satisfatório do motor, em especial durante o regime transitório. A geração seguinte de accionamentos baseados em motores de indução consistiu nos sistemas com controlo vectorial, desenvolvido no início da década de setenta (século XX) por Hasse e Blaschke [3], [4]. Com o advento do controlo vectorial são restabelecidas algumas das vantagens dos accionamentos baseados em máquinas de corrente contínua, designadamente a possibilidade de controlar de forma independente o fluxo magnético e o binário electromagnético desenvolvido pelo motor. O controlo destas duas grandezas é realizado de forma indirecta, pois na realidade as variáveis objecto de controlo são as componentes segundo os eixos d - q da corrente eléctrica de alimentação do motor. Não obstante este facto, consegue-se uma boa resposta dinâmica do accionamento com esta técnica de controlo. As principais desvantagens do controlo vectorial são, por um lado, a necessidade de conhecer os parâmetros do motor com uma grande exactidão, por forma a obter-se uma boa resposta transitória do accionamento, e por outro lado, os atrasos introduzidos pelo modulador de largura de impulsos (PWM) e pelos dois controladores PI existentes nas malhas de controlo das componentes d - q da corrente eléctrica. Adicionalmente, não obstante os desenvolvimentos mais recentes no domínio dos accionamentos sem sensor de velocidade, este continua a ser um componente bastante importante e quase imprescindível num accionamento baseado no controlo vectorial.

A técnica de controlo que se seguiu foi o denominado controlo directo do binário ou DTC (*Direct Torque Control*), cujas fundações teóricas assentam nos trabalhos originais publicados por Takahashi e Depenbrock na década de oitenta (século XX) [5], [6]¹. Com esta técnica, para além do controlo directo do fluxo magnético estatórico, controla-se igualmente, e de forma directa, o binário electromagnético desenvolvido pelo motor. Deste modo, com esta nova estratégia de controlo, ao eliminarem-se os dois controladores PI referidos anteriormente e o modulador de largura de impulsos, consegue-se uma resposta extremamente rápida do binário desenvolvido pelo motor [7]. Para além deste facto, se a precisão requerida para a velocidade for moderada (0.1 % – 0.3 % do valor de referência ou 10 % do valor do deslizamento nominal do rotor), não há necessidade de usar qualquer sensor de velocidade no accionamento. Por estas razões, os sistemas baseados no DTC dominam claramente o mercado dos accionamentos eléctricos na Europa e em Portugal particularmente.

Não obstante a grande fiabilidade dos motores de indução trifásicos, estes também se

¹ Embora o DTC tenha sido desenvolvido na década de oitenta (séc. XX), apenas em meados da década de noventa (séc. XX) surgiu a primeira implementação comercial de um accionamento com este tipo de controlo, desenvolvido e comercializado pela Asea Brown Boveri (ABB®).

encontram sujeitos ao aparecimento de avarias. De facto, estudos estatísticos de fiabilidade realizados por diversas entidades revelam que cerca de 35 % – 40 % do número total de avarias que ocorrem num motor de indução trifásico estão associadas ao estator do motor [8-12]. Por outro lado, de entre o conjunto das avarias relativas ao estator, a maioria das mesmas ocorre nos enrolamentos, cabendo a restante parcela ao circuito magnético.

O uso generalizado dos conversores de frequência tornou ainda mais premente o estudo deste tipo de avarias pois é sobejamente conhecido que nos accionamentos mais modernos, onde os semicondutores comandados do módulo inversor são habitualmente seis IGBTs, os enrolamentos estatóricos do motor ficam sujeitos, em cada segundo, a milhares de impulsos de tensão com tempos de subida extremamente curtos [13]. Estes impulsos de tensão conduzem a uma degradação mais acelerada, e eventual falha, do sistema de isolamento dos enrolamentos, tanto em motores de baixa tensão (< 1000 V) como em motores de média tensão (6 kV).

Por outro lado, é pertinente referir ainda que de acordo com alguns casos práticos documentados na literatura, os efeitos destrutivos de uma avaria inicialmente localizada nos enrolamentos estatóricos propiciam a propagação da mesma ao circuito magnético do motor, advindo desse facto um aumento significativo do custo de reparação do mesmo. É pois altamente desejável o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico deste tipo de avaria, por forma a detectá-la atempadamente, evitando assim a paragem intempestiva do motor e diminuindo os custos de reparação associados. Neste domínio, o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico em serviço, onde não há necessidade de efectuar uma paragem do motor para realizar o diagnóstico, é particularmente atractivo e desejável.

A maioria dos trabalhos publicados até à data, no domínio do diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos, dá um particular destaque ao desenvolvimento de métodos de diagnóstico aplicáveis a motores alimentados directamente pela rede ou alimentados por conversores de frequência a funcionar em malha aberta [14]. Só mais recentemente surgiram alguns trabalhos que se referem ao funcionamento em malha fechada dos accionamentos baseados no controlo vectorial [15-18]. No entanto, mesmo nestes trabalhos mais recentes, o controlo DTC não foi abordado. Este aspecto reveste-se de grande importância, tanto mais quanto o facto dos sistemas baseados no controlo vectorial e DTC exibirem comportamentos bastante distintos quando ocorrem avarias no motor.

É pois neste contexto que se insere o trabalho apresentado ao longo desta dissertação, onde se pretende estudar o comportamento dos motores de indução trifásicos de rotor em gaiola de esquilo na presença de avarias nos enrolamentos estatóricos, quer quando os

mesmos são alimentados por fontes de tensão sinusoidal quer quando estes fazem parte de um accionamento com DTC. O objectivo último deste trabalho é a proposição de um novo método de diagnóstico em serviço, perfeitamente genérico e universal, capaz de ultrapassar as limitações daqueles actualmente existentes, permitindo desta forma diagnosticar a avaria aqui em estudo de forma fiável e atempada².

1.2 Sistemas de Isolamento dos Enrolamentos Estatóricos dos Motores de Indução [19]

Os sistemas de isolamento dos enrolamentos dos motores de alta e baixa tensão consistem geralmente num conjunto diversificado de subsistemas de isolamento, tal como indicado na tabela a seguir apresentada.

Tabela 1 – Principais subsistemas de isolamento dos enrolamentos de um motor de indução e causas dos esforços a que eles estão sujeitos [19], [20].

Subsistema	Causas dos esforços
isolamento entre camadas de condutores da mesma bobina	tensão entre as espiras da bobina; picos de tensão provocados, por exemplo, pela comutação de semicondutores do inversor
isolamento entre os condutores e a ranhura onde estão alojados	diferença de potencial entre as espiras e a terra; eventuais picos de tensão
isolamento entre fases distintas	diferença de potencial entre as diferentes fases; eventuais picos de tensão
blindagem na zona das testas das bobinas	diferença de potencial entre as espiras e a terra; eventuais picos de tensão

Uma representação esquemática dos principais subsistemas de isolamento dos motores de indução pode ser observada na Fig. 1 e Fig. 2.

Embora o projecto dos enrolamentos estatóricos dos motores de indução trifásicos de *pequena potência / baixa tensão* obedeça aos mesmos princípios teóricos que o projecto dos enrolamentos de motores de *média-grande potência / média-alta tensão*, os processos de fabrico dos mesmos, em particular a forma como os condutores dos enrolamentos são dispostos nas ranhuras, são totalmente distintos. Assim, há que distinguir claramente duas grandes

² Embora o trabalho aqui apresentado se tenha debruçado sobre o diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos do motor, a nova técnica de diagnóstico proposta encontra também aplicação no domínio do diagnóstico de outros tipos de avarias que poderão ocorrer no motor, como será mencionado posteriormente.

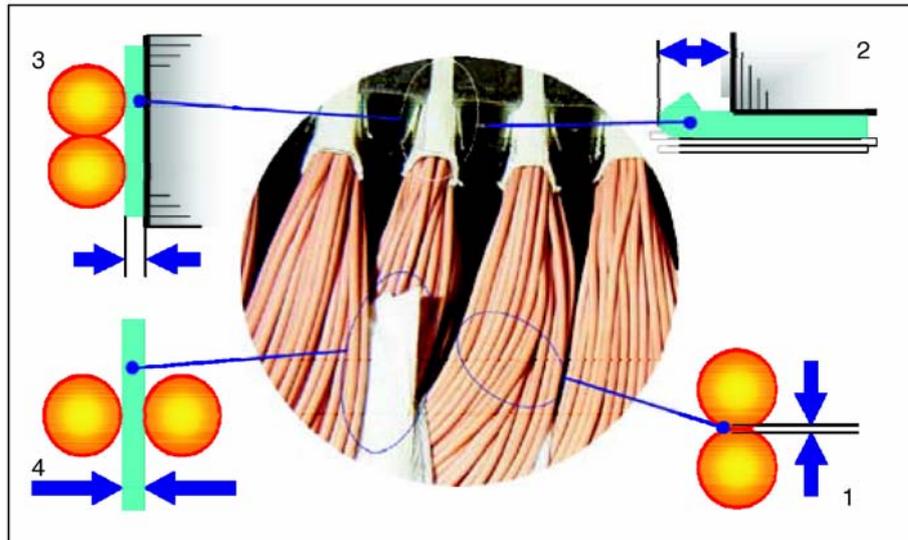


Fig. 1 – Vista parcial de um sistema de isolamento dos condutores estatóricos de um motor de indução de baixa tensão [19].

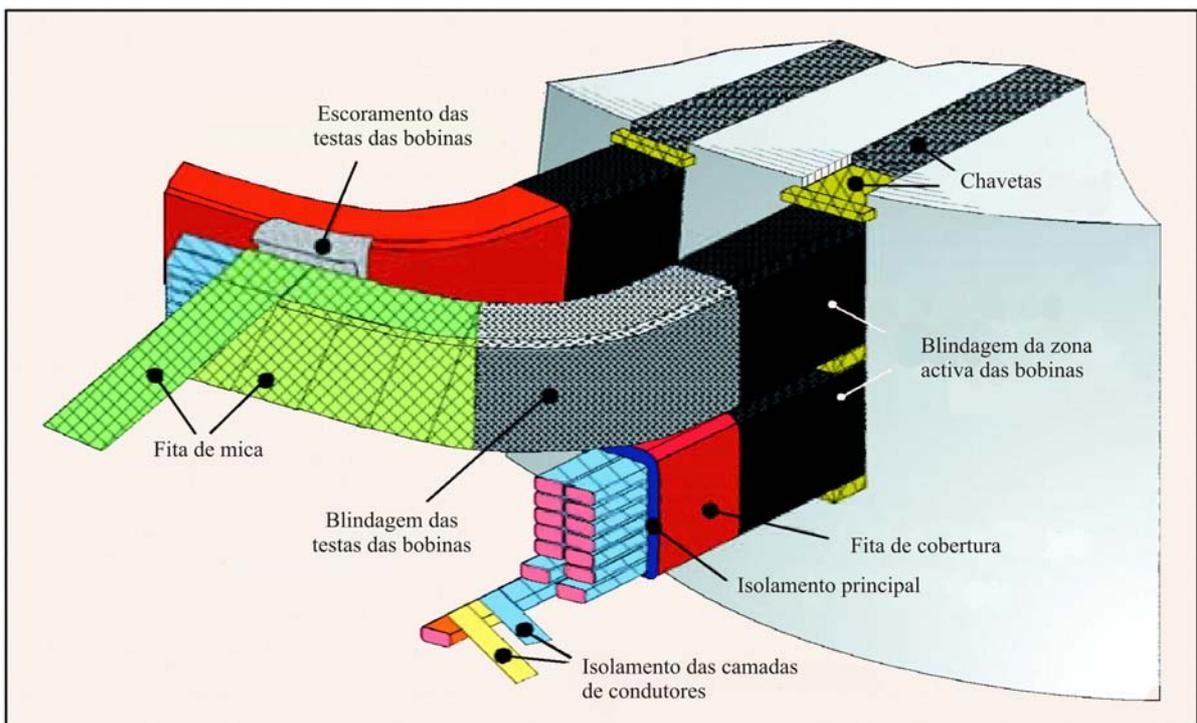


Fig. 2 – Vista parcial de um sistema de isolamento dos condutores estatóricos de um motor de indução de média/alta tensão [19].

categorias de enrolamentos:

- ✧ enrolamentos de bobinagem aleatória (*random wound windings*), como é o caso daquele representado na Fig. 1, habitualmente usados em motores de pequena potência e baixa tensão;

- ✧ enrolamentos com bobinas pré-formadas (*form wound coils*), de que é exemplo o enrolamento da Fig. 2, habitualmente usados em motores de média e grande potência.

Nos enrolamentos do primeiro tipo, as espiras constituintes de uma bobina são colocadas uma a uma, não havendo uma preocupação especial em que estas tenham exactamente as mesmas dimensões ou um ordenamento sequencial lógico dentro da ranhura. Por estas razões, pode acontecer que a primeira espira da bobina esteja na vizinhança da última, aumentando assim o esforço do isolamento entre espiras. Por outro lado, os condutores destas bobinas têm habitualmente uma secção recta circular, o que conduz a que após a colocação de todos os condutores na ranhura existam ainda espaços por preencher entre as diversas espiras. Quando um motor com um enrolamento deste tipo é alimentado por um conversor de frequência, o campo eléctrico existente nestes pequenos espaços pode atingir valores da ordem dos 100 kV/mm, propiciando desta forma o aparecimento de descargas parciais.

Ao invés do que acontece com os enrolamentos de bobinagem aleatória, nos enrolamentos constituídos por bobinas pré-formadas há uma colocação sistemática e ordenada dos diversos condutores das bobinas em camadas, com isolamento eléctrico entre si e entre eles e a ranhura. Cada uma destas camadas é habitualmente constituída por condutores com uma secção recta rectangular, permitindo deste modo o preenchimento total da ranhura onde a bobina está alojada. Embora o processo de fabrico deste tipo de enrolamentos garanta a obtenção de um sistema de isolamento muito fiável, estes enrolamentos, habitualmente usados em motores de média e alta tensão, estão também sujeitos a um conjunto de esforços que poderão culminar em avarias.

1.3 Causas das Avarias nos Enrolamentos Estatóricos [21], [22]

À semelhança do que acontece com a grande maioria das avarias nos motores de indução trifásicos, aquelas que ocorrem nos enrolamentos estatóricos resultam da interacção de diversos mecanismos de fadiga de natureza térmica, eléctrica, mecânica e ambiental³.

Apresentam-se de seguida algumas das causas próximas da ocorrência de avarias nos enrolamentos estatóricos dos motores de indução, não estando as mesmas necessariamente ordenadas de acordo com o seu grau de importância.

³ Alguns factores associados ao desenvolvimento de avarias nos enrolamentos estatóricos destes motores estão relacionados com mais do que uma das categorias apresentadas, como sejam por exemplo os desequilíbrios no sistema de alimentação que, simultaneamente, poderão ser considerados de natureza eléctrica mas que provocam também fadiga de natureza térmica.

1.3.1 Envelhecimento do Isolamento dos Enrolamentos

O envelhecimento natural dos materiais constituintes do sistema de isolamento dos enrolamentos constitui um factor de degradação das características dieléctricas, físicas e mecânicas desse mesmo isolamento, tornando-o deste modo mais vulnerável a todos os outros mecanismos de fadiga, esses sim causadores directos da avaria.

A temperatura de funcionamento dos enrolamentos assume aqui um papel extremamente importante, dado que o envelhecimento e a vida útil dos materiais isolantes usados são fortemente condicionados por esta variável. Para dar uma ideia da importância deste factor, bastará referir que, de forma aproximada, para um aumento de 10 °C na temperatura de funcionamento do enrolamento, a vida útil do material isolante é reduzida para metade (ver Fig. 3).

1.3.2 Sobrecargas Térmicas

Esta causa de avaria não deixa de estar intimamente relacionada com a anterior. As sobrecargas térmicas estão habitualmente associadas a condições de funcionamento e de exploração do motor impróprias, as quais resultam num aumento da respectiva temperatura de funcionamento para além do valor que seria expectável aquando da sua instalação.

As sobrecargas de natureza térmica estão habitualmente associadas a diversos factores, entre os quais se destacam os seguintes:

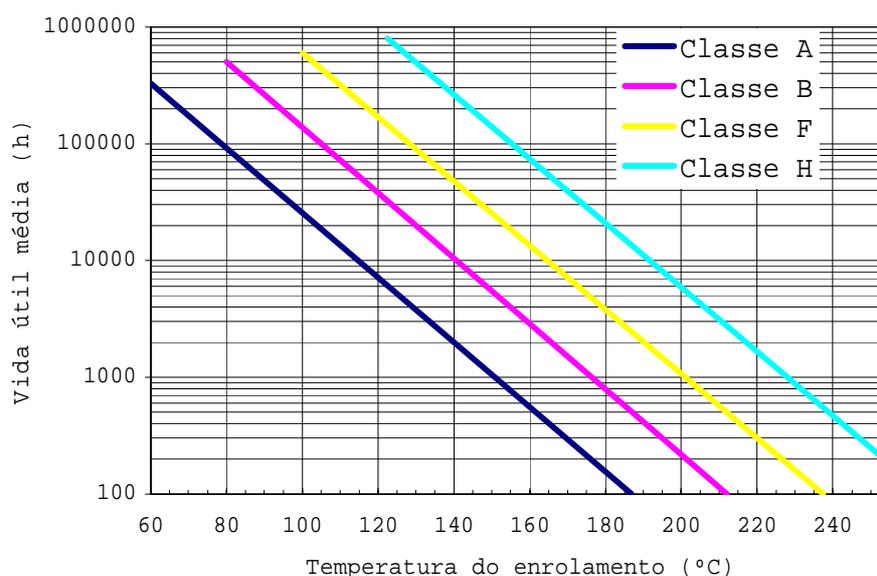


Fig. 3 – Vida útil do material isolante dos enrolamentos em função da temperatura [23].

- i) variações na tensão de alimentação do motor: habitualmente os motores de indução são concebidos de modo a operarem de modo satisfatório numa gama de tensões dentro do limite $U_n \pm 10\%$ onde U_n corresponde ao valor da tensão que consta da chapa de características. Caso o motor seja alimentado por uma tensão fora desta gama, a vida útil do sistema de isolamento dos enrolamentos poderá ser drasticamente reduzida;
- ii) desequilíbrios no sistema de alimentação: pequenos desequilíbrios no sistema de alimentação do motor, os quais se verificam em muitas situações, causam um aumento muito significativo na temperatura dos enrolamentos. De forma aproximada verifica-se que um desequilíbrio de 3.5 % no sistema de tensões de alimentação do motor resulta num aumento de 25 % na temperatura do enrolamento da fase onde circula a corrente eléctrica mais elevada. Conjugando este valor com a redução da vida útil do enrolamento resultante deste aumento de temperatura, facilmente se conclui a importância de manter um sistema de alimentação tão equilibrado quanto possível de modo a maximizar a vida útil do sistema de isolamento dos enrolamentos do motor;
- iii) arranques consecutivos e/ou prolongados: durante o período de arranque, os motores de indução absorvem um valor de corrente eléctrica que está geralmente compreendido entre 5 e 8 vezes o valor da corrente nominal. Se o motor for sujeito a um número elevado de arranques num curto período de tempo, a temperatura dos enrolamentos aumentará rapidamente. Adicionalmente, se a carga mecânica acoplada ao motor impuser um tempo de arranque relativamente longo, a situação é ainda mais agravada. Um outro efeito destes sobreaquecimentos consiste na expansão e contracção do sistema de isolamento, cujos efeitos a médio prazo resultam em materiais isolantes quebradiços e estaladiços, portanto mais propensos a avarias. Paralelamente, os enrolamentos do motor durante o período de arranque encontram-se sujeitos a forças electromagnéticas de grande intensidade, particularmente nas zonas das testas das bobinas, resultando deste fenómeno esforços mecânicos bastante acentuados;
- iv) sobrecargas: habitualmente os motores de indução são escolhidos de modo a que a potência da carga mecânica a ele acoplada corresponda a cerca de 85 % da potência nominal do motor. Casos há, no entanto, onde tal não acontece, e toda a potência do motor é utilizada. Um aumento da carga para além do valor inicialmente estimado resulta, neste caso, numa sobrecarga. Atendendo a que a temperatura dos enrolamentos é, de forma aproximada, proporcional ao quadrado do valor da carga do

motor, facilmente se depreende que esta condição de funcionamento acarreta uma importante redução na vida útil do sistema de isolamento devido à elevação da temperatura do mesmo;

- v) ventilação obstruída: o calor gerado dentro de um motor é dissipado para o meio ambiente que o rodeia por fenómenos de condução, convecção e radiação. Qualquer condição que impeça a normal circulação de ar dentro ou em redor do motor causará, inevitavelmente, um aumento da temperatura dos enrolamentos;
- vi) temperatura ambiente: a vida útil do isolamento dos enrolamentos de um motor de indução é fortemente dependente da temperatura ambiente a que o mesmo funciona. Sabendo que os motores de indução usuais são concebidos para operarem a uma temperatura ambiente máxima de 40 °C, a Tabela 2 demonstra a grande redução na vida útil do isolamento dos enrolamentos quando tal limite é excedido.

Tabela 2 – Efeito da temperatura ambiente na vida útil do isolamento dos enrolamentos.

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

1.3.3 Esforços Dielétricos

O sistema de isolamento dos enrolamentos de qualquer motor de indução está sujeito a esforços resultantes da necessidade de garantir um isolamento eléctrico adequado entre as espiras de uma mesma bobina, entre as espiras de bobinas pertencentes a fases distintas e entre as espiras de todas as bobinas e as ranhuras onde elas estão alojadas. Quanto maior for o "esforço de isolamento" realizado pelo material isolante, menor será a sua vida útil.

1.3.4 Descargas Parciais

As descargas parciais são fenómenos habitualmente presentes nos sistemas de isolamento de motores com tensões nominais superiores a 3 kV. Este fenómeno ocorre quando existem campos eléctricos localizados que devido à sua intensidade excedem a rigidez dielétrica do

meio material circundante, dando origem a uma descarga resultante da ionização desse meio. Existem três tipos de descargas parciais: descargas internas, que ocorrem em cavidades do dielétrico; descargas à superfície das bobinas dos enrolamentos e descargas adstritas a zonas onde existem campos eléctricos particularmente intensos, tais como em locais onde os materiais formam curvaturas apertadas. A intensidade deste tipo de actividade depende de inúmeros factores, tais como, humidade, temperatura, geometria dos materiais, etc. Como resultado destas descargas, regista-se um sobreaquecimento das zonas adjacentes, erosão, ou reacções químicas diversas, resultando todas elas numa degradação do isolamento dos enrolamentos.

Por outro lado, mesmo em motores de baixa tensão, quando estes são alimentados por conversores de frequência, regista-se igualmente o aparecimento de descargas parciais. Nestes casos, as descargas parciais provocadas pelas elevadíssimas taxas de repetição dos picos de tensão impostos pelos conversores mais modernos, podem provocar o rompimento do isolamento individual das espiras das bobinas num período de tempo compreendido entre 10 horas e 1000 horas de funcionamento, culminando em curtos-circuitos.

1.3.5 Fenómenos Transitórios na Tensão de Alimentação

Quando os motores estão sujeitos a fenómenos transitórios de curta duração na tensão de alimentação, verifica-se uma redução da vida útil do isolamento dos enrolamentos, podendo mesmo resultar na ocorrência de curtos-circuitos entre espiras ou entre espiras e o núcleo ferromagnético do motor. Um vasto conjunto de factores contribui para a existência deste tipo de fenómenos transitórios entre os quais se destacam os seguintes:

- i) uso de variadores electrónicos de velocidade: as inovações mais recentes no domínio dos conversores de frequência, em particular nos semicondutores constituintes dos mesmos, levaram ao aparecimento de maiores esforços nos isolamentos dos enrolamentos do motor. Maiores valores de pico da tensão de alimentação, associados a frequências de comutação dos semicondutores da ordem das dezenas de kHz, assim como tempos de comutação inferiores a 100 ns (caso dos IGBTs) aumentam os esforços eléctricos do isolamento dos enrolamentos do motor. Devido à distribuição não linear da tensão ao longo desses enrolamentos, os esforços eléctricos nas primeiras espiras são maiores [24], [25]. Como resultado, os esforços no isolamento das espiras de cada bobina podem ser 10 vezes superiores àqueles a que estaria sujeito um motor alimentado por um sistema de tensões sinusoidais. Quando os motores são alimentados por conversores de frequência regista-se também a existência de picos de

tensão aos terminais do motor que ultrapassam em larga medida a respectiva tensão nominal. O uso de cabos inadequados na ligação dos conversores ao motor poderá contribuir para agravar ainda mais estes fenómenos [26], [27];

- ii) curtos-circuitos que ocorrem por vezes no barramento de alimentação do motor podem originar sobretensões que chegam a atingir 3.5 vezes o valor da tensão nominal do motor, com tempos de subida extremamente curtos;
- iii) ligações deficientes do motor à terra;
- iv) actuação de fusíveis limitadores de corrente;
- v) transferências de barramentos de alimentação do motor;
- vi) funcionamento de aparelhagem de manobra e protecção ligada ao barramento de alimentação do motor;
- vii) operações de manobra de bancos de condensadores ligados aos terminais dos enrolamentos estatóricos do motor para compensação do factor de potência. Neste caso, deve ser efectuada uma menção especial às situações em que o motor e os condensadores, quando desligados do sistema de alimentação, continuam ligados entre si. Nessas situações poderá verificar-se um fenómeno de ressonância eléctrica entre as indutâncias de fugas do motor e o banco de condensadores, originando sobretensões de valor apreciável aos terminais dos enrolamentos estatóricos;
- viii) descargas atmosféricas na linha de alimentação do motor.

1.3.6 Esforços Mecânicos

A existência de correntes eléctricas elevadas nos enrolamentos do motor, independentemente da sua origem, contribui para que os enrolamentos, e por consequência o sistema de isolamento, estejam sujeitos a vibrações e outros esforços mecânicos, diminuindo deste modo a sua vida útil. Além deste facto, poderão ocorrer danos físicos directos causados por peças que podem eventualmente soltar-se do rotor do motor tais como barras partidas ou pedaços de alhetas de ventilação.

1.3.7 Agentes Ambientais

De um modo geral, a existência de agentes contaminantes no ambiente circundante ao

motor, nomeadamente poeiras, humidade, óleos, ferrugem, produtos químicos, etc., contribuem para uma degradação mais acelerada do sistema de isolamento dos enrolamentos. Neste contexto, convém ainda mencionar a condensação que poderá ocorrer nos enrolamentos de motores inactivos durante longos períodos de tempo ou colocados em armazém como reserva.

1.4 Métodos de Diagnóstico

Embora os fenómenos descritos anteriormente não constituam uma lista exaustiva de todas as causas da ocorrência de avarias nos enrolamentos estatóricos, eles determinam a relativamente elevada taxa de avarias neste componente do motor, justificando assim plenamente o desenvolvimento de técnicas e métodos de diagnóstico capazes de atestar a condição de funcionamento do motor relativamente a possíveis avarias no estator e à ocorrência de curtos-circuitos entre espiras em particular [28]. Uma falha no sistema de isolamento dos enrolamentos de um motor pode envolver várias espiras de uma dada bobina mas pode também envolver um enrolamento e a carcaça do motor ou dois enrolamentos pertencentes a fases distintas. No entanto, crê-se que o processo de deterioração é iniciado com uma degradação do isolamento entre as espiras de uma mesma bobina [29], [30]. Deste modo, torna-se crucial detectar atempadamente a avaria por forma a evitar a propagação da mesma a outras zonas do motor⁴.

Com este intuito, tem sido desenvolvido ao longo dos tempos um vasto conjunto de métodos de diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos dos motores de indução. Apresenta-se de seguida uma breve síntese das principais técnicas de diagnóstico que se encontram descritas na literatura.

1.4.1 Componente de Sequência Negativa das Correntes de Alimentação

É bem conhecido o facto de que a deterioração do estado de isolamento dos enrolamentos estatóricos de um motor de indução conduz ao aparecimento de uma componente de sequência negativa nas correntes eléctricas de alimentação do motor [29], [31]. Inúmeros testes realizados indicam que em relação a avarias que envolvem caminhos de fugas com uma

⁴ Um curto-circuito entre um enrolamento e a carcaça do motor é relativamente fácil de detectar através do uso de técnicas tradicionais que monitorizam a componente de sequência nula (homopolar) das correntes eléctricas de alimentação do motor [44], pelo que o trabalho exposto ao longo desta dissertação se concentra, fundamentalmente, na tarefa mais complicada de detectar os curtos-circuitos entre espiras de bobinas pertencentes ou não à mesma fase.

impedância elevada nos enrolamentos do motor, a amplitude da componente de sequência negativa é directamente proporcional à corrente de fugas (corrente de curto-circuito) [29]. Assim, a medida da componente de sequência negativa das correntes de alimentação do motor pode constituir um meio de detecção da avaria. No entanto, uma limitação fundamental desta técnica de diagnóstico reside na necessidade do sistema de tensões de alimentação do motor ter de ser perfeitamente equilibrado o que na prática constitui uma limitação significativa. Devido à baixa impedância oferecida pelo motor à passagem da componente de sequência negativa das correntes eléctricas, mesmo um pequeno desequilíbrio no sistema de tensões de alimentação conduz, inevitavelmente, ao aparecimento de uma componente de sequência negativa nas correntes de alimentação mesmo na ausência de qualquer avaria. Torna-se pois impossível discriminar as contribuições para a componente de sequência negativa das correntes eléctricas que provêm do desequilíbrio do sistema de tensões daquelas provenientes de uma possível avaria nos enrolamentos estáticos do motor. Há ainda que realçar que qualquer motor apresenta assimetrias residuais em maior ou menor grau e também elas originam o aparecimento de uma componente de sequência negativa nas correntes sem que contudo tal signifique a existência de uma avaria nos enrolamentos do motor [29], [31].

Numa tentativa de ultrapassar algumas destas limitações, particularmente aquelas relacionados com a presença de assimetrias residuais no motor, encontra-se em [32] e [33] uma primeira abordagem a este problema. De acordo com estes trabalhos, é armazenada numa primeira fase a amplitude da componente residual de sequência negativa das correntes de alimentação do motor, com este a funcionar sem qualquer avaria e para os diferentes níveis de carga e condições do sistema de tensões de alimentação em que se prevê que este vá funcionar habitualmente. Após esta recolha, e numa segunda fase, agora de diagnóstico, é medida a componente de sequência negativa das correntes de alimentação e subtraída a parcela anteriormente armazenada com o motor a funcionar nas mesmas condições de carga. Desde modo, a componente remanescente obtida após a subtracção referida anteriormente é atribuída à presença de uma avaria nos enrolamentos estáticos do motor. Embora os resultados experimentais apresentados sejam bons, podendo-se inclusivamente detectar apenas uma espira em curto-circuito, o método é específico de cada motor, exigindo uma caracterização individual e exaustiva do mesmo bem como o armazenamento de um volume significativo de informação, principalmente se entrarmos em linha de conta com o facto da frequência do sistema de alimentação do motor poder também variar (caso dos motores alimentados por conversores de frequência). A possibilidade de aplicação deste método em larga escala fica pois seriamente comprometida.

O trabalho inicialmente desenvolvido em [32] é objecto de melhoramento em [34] e [31]. Numa primeira fase, procede-se à caracterização do comportamento do motor por forma a ter em conta, em separado, as contribuições para a componente de sequência negativa das correntes de alimentação introduzidas por efeitos tais como desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação e diferentes amplitudes destas tensões, alterações no valor das resistências dos enrolamentos (devidas à variação da temperatura), variações inerentes aos diferentes níveis de carga, contemplando ainda as variações inerentes às assimetrias residuais do motor [31]. Numa segunda fase, agora de diagnóstico, subtrai-se à componente de sequência negativa das correntes eléctricas de alimentação medidas, as componentes devidas aos factores anteriormente mencionados, sendo o resultado obtido associado à presença de uma avaria no estator do motor. Os resultados apresentados são bons, mas o método exige uma caracterização bastante exaustiva e algo complexa do motor, apenas exequível em laboratório.

1.4.2 Impedância Efectiva de Sequência Negativa

Atendendo às limitações apontadas anteriormente no que concerne ao uso da componente de sequência negativa das correntes eléctricas como indicador de avarias nos enrolamentos estatóricos, é proposto em [29] e em [35-37] o uso da impedância efectiva de sequência negativa como um meio de detectar tal assimetria. O valor desta impedância, definida como o quociente entre as componentes de sequência negativa das tensões e correntes eléctricas de alimentação do motor, sofrerá um desvio do seu valor inicial quando se desenvolve uma avaria nos enrolamentos estatóricos, sendo esse facto usado para a detectar. Como esta impedância é bastante independente das condições de funcionamento do motor (leia-se deslizamento), e independente do grau de desequilíbrio das tensões de alimentação, o seu uso para fins de monitorização da condição de funcionamento do motor torna-se pois adequado. Há, mesmo assim, alguns aspectos menos positivos que dificultam o uso desta técnica. Por um lado, verifica-se a necessidade de conhecer, ou medir, o valor inicial (antes da ocorrência da avaria) da impedância efectiva de sequência negativa o que nem sempre poderá ser viável. Por outro lado, para um sistema de tensões de alimentação do motor praticamente equilibrado, o valor da impedância de sequência negativa calculado é bastante afectado pelo ruído do sistema de instrumentação de medida dos sinais da tensão pois o numerador da fracção que define esta impedância tenderá para zero nestas circunstâncias [32]. Por conseguinte, para um sistema de tensões de alimentação equilibrado, a impedância efectiva de sequência negativa calculada será sempre nula, independentemente da existência ou não

de avarias no motor.

1.4.3 Métodos Baseados na Aplicação do Vector de Park

O Vector de Park da corrente eléctrica de alimentação do motor, quer na sua abordagem tradicional, quer em abordagens mais elaboradas, constitui também uma ferramenta de diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos de motores de indução trifásicos [22]. Assim, é proposto em [38] o uso da representação clássica do Vector de Park da corrente eléctrica, num referencial estatórico, como um meio de detectar curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos deste tipo de motores. Em condições de simetria, tal representação conduz ao aparecimento de uma figura semelhante a uma circunferência. Essa circunferência degenera numa figura elíptica quando existem curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos, podendo obter-se uma indicação do enrolamento onde a avaria está localizada através da análise da orientação de tal figura elíptica. Em virtude do Vector de Park, na sua abordagem mais clássica, ser um método que apresenta algumas limitações, foram subsequentemente propostos outros métodos de diagnóstico que resultam da aglutinação do Vector de Park da corrente eléctrica com outros métodos tais como a análise espectral da corrente eléctrica. Assim, é desenvolvido e proposto em [39] e [40] um novo método de diagnóstico que consiste na análise espectral da componente alternada do Vector de Park da corrente eléctrica – método denominado EPVA –, como forma de ultrapassar as limitações existentes no domínio do diagnóstico de barras fracturadas na gaiola rotórica de motores de indução trifásicos. Mais tarde, o EPVA é também aplicado no diagnóstico de outro tipo de assimetrias, designadamente a presença de desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação do motor e a ocorrência de excentricidade estática e/ou desalinhamentos entre o motor e a carga mecânica a ele acoplada, mesmo quando tais assimetrias ocorrem simultaneamente [41]. Mais recentemente, o mesmo método de diagnóstico foi também proposto para diagnosticar a presença de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos de motores síncronos e assíncronos [42]. Neste último trabalho, demonstra-se que, caso o motor não possua qualquer avaria e seja alimentado por um sistema de tensões perfeitamente equilibrado, o espectrograma obtido através da aplicação do EPVA não contém qualquer componente espectral. A presença dos curtos-circuitos entre espiras manifesta-se no espectrograma obtido através do aparecimento de uma componente espectral ao dobro da frequência do sistema de tensões de alimentação do motor. Infelizmente, desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação assim como a existência de assimetrias residuais no motor podem dar origem ao aparecimento dessa mesma componente espectral,

não sendo por isso possível discriminar estas situações de funcionamento da existência de uma avaria nos enrolamentos estatóricos do motor. Por esta razão, conclui-se que o EPVA apresenta as mesmas limitações já referidas a propósito do uso da componente de sequência negativa da corrente eléctrica como método de diagnóstico da avaria aqui em estudo.

1.4.4 Método da Função de Decisão

De acordo com este método de diagnóstico, são medidos os fasores das tensões e correntes eléctricas de alimentação do motor, a uma dada velocidade de rotação do rotor. Com base nesta informação, são calculados, para cada uma das fases, um conjunto de factores preditivos e grandezas tais como as potências activa e reactiva, factor de potência, resistência e reactância da impedância oferecida pelo motor à passagem da corrente eléctrica e amplitude da corrente eléctrica absorvida, entre outros. A base do uso do método de diagnóstico proposto consiste em detectar as alterações introduzidas pela avaria nos factores preditivos e grandezas acima mencionadas. Naturalmente que um conjunto alargado de factores tais como a temperatura dos enrolamentos, amplitude e desequilíbrios da tensão de alimentação, imperfeições inerentes aos próprios enrolamentos e circuito magnético do motor, entre outros, contribuem para que seja extremamente complicado detectar pequenas extensões da avaria. Numa tentativa de minorar as variações dos factores preditivos devidas a estes factores, os autores propõem a aplicação de uma transformação (apelidada de Transformação Kappa) a cada um dos factores preditivos. Os valores provenientes da Transformação Kappa (três para cada factor preditivo), formam os elementos de um vector padrão que irá ser mapeado no espaço de decisão, sendo aplicado de seguida um algoritmo de classificação de padrões por forma a identificar e classificar as avarias nos enrolamentos estatóricos do motor [29], [43]. Os autores referem ainda que a maior dificuldade na aplicação desta técnica consiste em lidar com os desequilíbrios nas tensões de alimentação do motor, tendo para o efeito desenvolvido um algoritmo por forma a "corrigir" os fasores das tensões e correntes antes de serem usados pelo método da função de decisão. Infelizmente o algoritmo tem de ser ajustado a cada motor em particular o que significa a necessidade do conhecimento detalhado de um conjunto de parâmetros que descrevem o motor, muitos dos quais apenas podem ser obtidos junto do fabricante do mesmo. Por outro lado, é referido que o desempenho deste algoritmo é bom desde que não se trate de curtos-circuitos que envolvam uma impedância de curto-circuito baixa [29]. Uma outra limitação apontada a este método de diagnóstico tem a ver com o facto do algoritmo de classificação de padrões ter de ser diferente para os diferentes tipos de ligação dos enrolamentos do motor (ligações

estrela/triângulo) [43].

1.4.5 Uso da Matriz de Impedâncias

Numa tentativa de lidar com as assimetrias residuais inerentes ao motor e com os desequilíbrios no sistema de alimentação do mesmo, é proposto em [44-46] o uso da matriz de impedâncias das componentes simétricas como um meio de detectar a avaria. As diferentes componentes simétricas das correntes eléctricas e tensões de alimentação do motor relacionam-se por uma matriz de impedâncias cujos elementos diagonais reflectem as relações existentes entre as componentes simétricas da corrente e tensão da mesma sequência e os elementos não diagonais estabelecem a dependência existente entre as componentes simétricas de sequências distintas. Em condições ideais⁵, as componentes não diagonais da matriz de impedâncias seriam nulas pois nessas circunstâncias as diferentes componentes simétricas são totalmente independentes. No entanto, qualquer assimetria residual que possa existir (e existe) no motor fará com que os elementos não diagonais sejam não nulos. De modo semelhante, o aparecimento de uma avaria (curto-circuito) nos enrolamentos estatóricos do motor fará com que os elementos não diagonais da matriz de impedâncias se afastem do valor nulo, podendo tal facto ser aproveitado para efeitos de diagnóstico.

Tendo estes conceitos por base, e considerando um motor com os enrolamentos estatóricos ligados em estrela (tal significa que a componente de sequência nula das correntes eléctricas é igual a zero, ficando a matriz de impedâncias reduzida a uma matriz de característica igual a dois), foram propostas duas abordagens que apresentam alguns pontos comuns e algumas diferenças entre si. De acordo com a abordagem proposta em [44] e [45], numa primeira fase, em que o motor funciona sem qualquer avaria, é construída uma base de dados dos valores dos quatro elementos da matriz de impedâncias, obtidos para diferentes velocidades de rotação do rotor. Para cada valor de velocidade, os elementos da matriz de impedâncias podem ser calculados com base em dois ensaios experimentais distintos, conduzidos para dois conjuntos independentes de tensões de alimentação do motor⁶. Após a construção da livreria de impedâncias, o sistema pode funcionar no designado modo de diagnóstico, em que o erro entre as componentes medidas e calculadas (usando os valores das impedâncias armazenadas anteriormente) das duas componentes simétricas das tensões de alimentação do motor é usado como um indicador da avaria.

Po outro lado, a abordagem proposta em [46], diferencia-se da anterior no simples facto

⁵ Motor sem assimetrias residuais e sem avarias.

⁶ Tal significa que o sistema de tensões de alimentação do motor deverá apresentar graus de desequilíbrio distintos nestes dois ensaios.

do indicador da avaria corresponder às alterações que a avaria introduz nas próprias componentes não diagonais da matriz de impedâncias. Também aqui existem duas fases distintas: uma primeira fase de medição de dados, cálculo e armazenamento dos elementos não diagonais da matriz de impedâncias para diferentes velocidades de rotação do motor e uma segunda fase, em que o sistema mede dois conjuntos de valores de tensão e corrente de alimentação do motor, independentes entre si, por forma a calcular os elementos não diagonais da matriz de impedâncias os quais, ao serem comparados com os valores armazenados na primeira fase, darão uma indicação da presença ou não de avarias. De realçar que, de acordo com a primeira abordagem, não há uma correlação analítica entre o indicador da avaria e a extensão da mesma. Por outro lado, de acordo com a segunda abordagem, tal correlação é apresentada mas, quando o sistema funciona no modo de diagnóstico, verifica-se a necessidade de recolher dois conjuntos de dados experimentais independentes entre si, ou seja, dados experimentais obtidos para diferentes graus de desequilíbrio do sistema de alimentação do motor e com este a funcionar à mesma velocidade de rotação, o que poderá constituir uma tarefa extremamente complicada de executar em ambiente industrial [46]. Em ambas as abordagens, durante a primeira fase, há igualmente necessidade de recolher informação para dois graus de desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação o que poderá ser inviável em aplicações onde tal sistema é praticamente equilibrado.

1.4.6 Soma das Tensões dos Enrolamentos

Uma outra técnica de diagnóstico proposta para detectar curtos-circuitos entre espiras em motores alimentados directamente pela rede, cuja aplicabilidade pressupõe que os enrolamentos estatóricos do motor estejam ligados em estrela com o neutro acessível, baseia-se na análise da soma algébrica das tensões medidas aos terminais de cada enrolamento do motor (tensões de fase) [47]. Esta técnica de diagnóstico tem a sua génese no reconhecimento de que, considerando apenas a componente fundamental das tensões e correntes de alimentação do motor, a soma das três tensões de fase será nula em condições de simetria, deixando de o ser quando ocorrem avarias nos enrolamentos estatóricos. No entanto, os próprios autores deste trabalho reconhecem que a soma de tais tensões é fortemente afectada por outros fenómenos, dificultando dessa forma o seu uso para efeitos de diagnóstico. Não obstante a simplicidade deste método, num motor real dificilmente a soma das três tensões dos enrolamentos estatóricos será nula, mesmo na ausência de avarias. A presença de assimetrias residuais resultantes do fabrico e montagem dos motores, a distribuição discreta dos condutores dos enrolamentos pelas ranhuras do estator e rotor, a

variação da permeância magnética do entreferro ao longo da superfície interna do estator, etc., constituem factores que dão origem ao aparecimento de harmónicos nas tensões induzidas em cada um dos enrolamentos estatóricos do motor, as quais quando somadas não se anulam. Por outro lado, a existência de saturação magnética dá origem ao aparecimento de um terceiro harmónico nas tensões induzidas em cada um dos enrolamentos, as quais estão em fase entre si, o que implica que a soma das três tensões contenha um terceiro harmónico com uma amplitude bastante significativa. Se bem que uma filtragem adequada do sinal soma das três tensões possa minimizar alguns destes efeitos indesejáveis, a principal limitação desta técnica de diagnóstico prende-se com o facto dos enrolamentos estatóricos do motor terem, forçosamente, de estar ligados em estrela e com o neutro acessível, enquanto que o tipo de ligação mais frequente dos enrolamentos estatóricos dos motores de indução na indústria é a ligação em triângulo.

Esta técnica de diagnóstico, inicialmente proposta para diagnosticar motores alimentados directamente pela rede, foi igualmente aplicada em motores alimentados por conversores de frequência a funcionar em malha aberta [48]. A filosofia de uso deste método é em tudo idêntica àquela anteriormente descrita para o caso de motores alimentados pela rede. Apenas os requisitos de filtragem dos sinais a amostrar são mais exigentes, dado o elevado conteúdo harmónico dos sinais da tensão neste tipo de sistemas. Adicionalmente, é referido neste trabalho que o nível do sinal correspondente à soma das tensões é dependente do nível de carga do motor bem como da frequência do termo fundamental da tensão de alimentação, dificultando deste modo a quantificação da extensão da avaria.

1.4.7 Análise do Valor Eficaz das Correntes de Alimentação

Os mesmos autores da técnica de diagnóstico apresentada anteriormente propuseram um outro meio de diagnosticar avarias nos enrolamentos estatóricos de motores alimentados por inversores desde que estes garantam um equilíbrio perfeito nas tensões de alimentação do motor⁷ [49]. Esta outra técnica é baseada na análise das três correntes de alimentação do motor e pretende detectar a avaria com base nos desvios introduzidos pela mesma nos valores eficazes destas três correntes. De acordo com este método de diagnóstico, numa primeira fase, na ausência de avarias, os valores eficazes das três correntes de alimentação são calculados, armazenados e tomados como referência da condição de funcionamento normal do motor. Numa fase posterior, se os desvios das três correntes de alimentação do motor ultrapassarem um dado valor limite, tal sinalizará a presença da avaria. Naturalmente que este

⁷ Por conseguinte, os inversores mais modernos baseados no controlo vectorial e DTC estão excluídos à partida!

valor limite terá de ser escolhido pelo utilizador, tendo em conta os desequilíbrios (assimetrias) inerentes ao próprio motor. De acordo com os resultados experimentais apresentados pelos autores, apenas para avarias correspondentes a três ou mais espiras em curto-circuito é que a técnica permite a detecção da avaria. Esta técnica apresenta ainda outros aspectos perniciosos designadamente a dificuldade em relacionar os desvios das correntes com a extensão da avaria. Por outro lado, é necessário estabelecer um valor limite para os desvios das três correntes, o qual dependerá de motor para motor. Devido a todas estas limitações, esta técnica de diagnóstico não se afigura como plausível para um uso industrial generalizado.

1.4.8 Análise da Potência Eléctrica Instantânea Total

Uma outra técnica de diagnóstico proposta para diagnosticar a avaria aqui em estudo é a análise da potência eléctrica instantânea total absorvida pelo motor [50]. O autor deste trabalho propõe um instrumento de protecção do motor baseado nesta técnica de diagnóstico. Três correntes e três tensões simples do sistema de alimentação do motor são adquiridas e multiplicadas entre si de modo a obter-se a potência eléctrica instantânea total absorvida pelo motor. O princípio base para monitorizar o estado de funcionamento do motor é através da alteração da amplitude da componente alternada da potência instantânea total, considerando-se que se está na presença de uma avaria quando esta componente ultrapassa um determinado valor limite. De acordo com este método, e no caso de um motor perfeitamente simétrico alimentado por um sistema de tensões equilibrado, a soma das três potências instantâneas absorvidas pelo motor é uma constante que corresponde à potência activa total absorvida pelo motor. Na prática, os pequenos desequilíbrios inerentes a qualquer sistema de tensões de alimentação, aliados às assimetrias residuais do motor e ao ruído inerente ao uso dos sensores de tensão e corrente farão com que a soma das três potências instantâneas contenha um termo contínuo, uma componente alternada com uma frequência igual ao dobro da de alimentação do motor, além de um conjunto de outras componentes adicionais, embora de amplitudes bastante inferiores. Devido a este facto, também aqui há necessidade de estabelecer um valor limite para a amplitude da componente alternada da potência total, valor a partir do qual se considera que o motor possui uma avaria.

Embora não sejam apresentados resultados experimentais ou de simulação computacional que o demonstrem, é referido que este método de diagnóstico pode igualmente ser usado em accionamentos de corrente alternada. Esta afirmação carece de validação pois é sabido que em accionamentos que funcionam em malha fechada, tal como aqueles baseados no controlo

vectorial ou DTC, o próprio accionamento tenta compensar a assimetria estatórica do motor desequilibrando as tensões de alimentação [15-17]. Se esse desequilíbrio for elevado, tal técnica poderá revelar-se ineficaz no diagnóstico de avarias no estator do motor.

1.4.9 Análise Espectral da Corrente Eléctrica de Alimentação

A análise espectral da corrente eléctrica de alimentação do motor é um dos métodos de diagnóstico de avarias mais conhecidos [11]. No entanto, para o caso particular dos curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos e devido ao facto do efeito primário deste tipo de avaria ser o desequilíbrio das três correntes de alimentação do motor, a realização de uma análise espectral ao sinal de apenas uma corrente de alimentação do motor não permite medir tal efeito. Por conseguinte, a alternativa de detecção da avaria com base neste método de diagnóstico consiste na medição de efeitos secundários da avaria, designadamente nos efeitos desta na amplitude dos harmónicos devido à distribuição discreta de correntes nas barras do rotor do motor, aqui designados por harmónicos das ranhuras do rotor. Os resultados apresentados em [51-53] demonstram que os harmónicos das ranhuras do rotor aumentam de amplitude quando existem curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos do motor. Demonstra-se ainda que o aparecimento da avaria não introduz quaisquer novas componentes espectrais nas correntes dos enrolamentos do motor. Por este motivo, é necessário recolher uma impressão digital do espectrograma da corrente de alimentação do motor de modo a poder ser usada posteriormente como termo de comparação. É ainda referido o facto destas componentes espectrais serem sensíveis a outras condições de funcionamento do motor, designadamente desequilíbrios no respectivo sistema de alimentação ou excentricidade estática [54], [55].

Com base nos resultados apresentados, não é de todo claro de que forma é que outros fenómenos não se poderão confundir com a avaria uma vez que a configuração dos enrolamentos do estator do motor ou o nível de saturação do circuito magnético poderão influenciar os resultados obtidos. Atendendo a estas limitações, esta técnica de diagnóstico apresenta uma utilidade reduzida no diagnóstico deste tipo de avaria.

1.4.10 Análise Espectral das Tensões Induzidas nos Enrolamentos

Mais recentemente, e de modo a ultrapassar as dificuldades relacionadas com a existência de assimetrias residuais no motor e desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação, foi proposto um novo método de diagnóstico que consiste na detecção de harmónicos

específicos nas tensões induzidas nos enrolamentos estatóricos imediatamente após o motor ter sido desligado [56]. Em circunstâncias normais, os enrolamentos estatóricos, quando na ausência de qualquer avaria, são sede de forças electromotrizes induzidas pelos harmónicos presentes na força magnetomotriz produzida pelos enrolamentos do rotor (FMMR) apenas quando o número de pares de pólos destes harmónicos coincide com um número de pares de pólos que os próprios enrolamentos estatóricos têm capacidade de produzir. No entanto, quando ocorre um curto-circuito num dos enrolamentos do motor, a porção do enrolamento curto-circuitada comporta-se como uma bobina de prova que captará todos os harmónicos da FMMR, independentemente do seu número de pares de pólos. Uma vez que mesmo após desligar o motor, a corrente de curto-circuito que circula na porção do enrolamento afectada pela avaria continua a circular por algum tempo (bem como as correntes eléctricas no rotor do motor), todos estes harmónicos da FMMR serão induzidos na parte "sã" desse enrolamento e nos outros dois enrolamentos estatóricos. A filosofia da técnica de diagnóstico proposta consiste pois na medição e realização de uma análise espectral a estas tensões induzidas imediatamente após se ter desligado o motor. Os resultados apresentados pelos autores demonstram a aplicabilidade desta técnica, realçando a imunidade do processo de diagnóstico aos desequilíbrios do sistema de tensões de alimentação. Não obstante este aspecto positivo da técnica proposta, é referido que para um reduzido número de espiras em curto-circuito, a detecção da avaria poderá não ser conseguida porque nestes casos a sua presença poderá tender a compensar os efeitos das assimetrias residuais do motor.

Embora os resultados apresentados sejam, de um modo geral, promissores, a técnica de diagnóstico apresenta limitações que impedem o seu uso industrial de uma forma generalizada. Por um lado, verifica-se a necessidade de desligar o motor para se efectuar o diagnóstico o que não é de todo viável em motores que funcionam 24 h/dia ou que fazem parte de processos produtivos que não podem simplesmente ser interrompidos de acordo com as conveniências do técnico da manutenção. Por outro lado, os sensores de tensão instalados habitualmente nas instalações industriais medem a tensão do barramento que alimenta o motor e não as tensões aos terminais do mesmo pelo que, após se desligar o motor, não é possível medir a tensão induzida nos enrolamentos estatóricos a não ser que se instalem outros sensores de tensão, estes ligados aos terminais de alimentação do motor. Se considerarmos o custo deste tipo de sensores, particularmente quando se trata de motores alimentados a 6 kV, facilmente se constata as restrições ao nível económico da implementação industrial desta técnica de diagnóstico.

1.4.11 Análise Espectral do Fluxo Magnético Axial

Enquanto que algumas técnicas de diagnóstico se baseiam numa análise directa da corrente eléctrica de alimentação do motor, outras há cujo princípio de aplicação consiste na detecção de componentes espectrais específicas destas e doutras correntes mas por via indirecta, nomeadamente através da análise espectral do fluxo magnético axial que qualquer motor de indução possui [57].

Numa situação ideal não deveria existir qualquer fluxo axial no motor. No entanto, na prática, as imperfeições construtivas inerentes tanto ao estator como ao rotor, levam a que um pequeno mas mensurável nível de fluxo axial exista. Sabendo de antemão que as avarias provocam uma assimetria nos circuitos eléctricos e magnéticos do motor, é expectável que tais avarias se manifestem de algum modo no sinal do fluxo axial [58], [59]. É demonstrado em [58] que as principais componentes espectrais existentes no fluxo axial do motor devido aos curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos ocorrem a frequências dadas por

$$f_{axial} = \left[\nu \pm k_i \frac{(1-s)}{p} \right] f_s, \quad (1.1)$$

onde $\nu = 1, 3$ e $k_i = 1, 2, 3, \dots, (2p-1)$. De acordo com este trabalho, o fluxo axial pode ser captado através da colocação junto à carcaça do motor de uma bobina concêntrica com o respectivo veio, ou através da ligação em série de quatro bobinas colocadas simetricamente num plano perpendicular ao veio do motor. Os resultados experimentais apresentados demonstram que as componentes espectrais presentes no fluxo axial do motor, dadas por (1.1) aumentam de amplitude com a presença da avaria. Porém, é salientado o facto da amplitude destas componentes espectrais variar também com o nível de carga do motor. Por conseguinte, esta técnica de diagnóstico não pode ser usada sem recorrer a uma comparação das situações de funcionamento do motor antes e após a ocorrência da avaria, e para diversos níveis de carga do motor. Acresce a esta limitação uma outra que tem a ver com o facto de, para determinadas geometrias e materiais da carcaça do motor, o nível do fluxo axial poder ser bastante reduzido, dificultando deste modo o uso deste método de diagnóstico em ambiente industrial.

1.4.12 Análise Espectral do Binário Electromagnético

Outra das técnicas de diagnóstico propostas para diagnosticar a avaria consiste na análise

espectral do binário desenvolvido pelo motor [59-61].

À semelhança da potência instantânea total absorvida pelo motor, também o binário contém mais informação do que a corrente eléctrica por si só. Porém, no caso do binário, há que distinguir claramente duas quantidades: o binário electromecânico desenvolvido pelo motor, mensurável através de um transdutor colocado no veio do mesmo e o binário electromagnético (que representa o binário que actua na periferia externa do rotor) que é habitualmente estimado através das tensões e correntes eléctricas medidas aos terminais dos enrolamentos estatóricos do motor. A medição directa do binário electromecânico não se afigura, na maioria das situações, técnica e economicamente viável pelo que a opção seguida consiste na análise espectral do binário electromagnético estimado com base em grandezas eléctricas facilmente mensuráveis como sejam as tensões e correntes de alimentação do motor.

Em [60] o binário electromagnético desenvolvido pelo motor é estimado com base em expressões matemáticas bem conhecidas, que envolvem as correntes e tensões compostas do sistema de alimentação do motor. É facilmente demonstrado que caso o sistema de tensões de alimentação do motor apresente um desequilíbrio, ou que uma assimetria no circuito estatórico do motor dê origem a um desequilíbrio nas três correntes de alimentação, o binário electromagnético estimado através de tais equações, para além de um termo constante conterá uma componente espectral ao dobro da frequência de alimentação, constituindo esta componente espectral um indicador claro do desequilíbrio das tensões de alimentação do motor ou da assimetria estatórica. Assim, através do uso desta técnica de diagnóstico não é possível distinguir a avaria do desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação [60]. Para além deste facto, também as eventuais assimetrias residuais no motor dão origem a uma componente espectral ao dobro da frequência de alimentação do motor, sem que tal signifique que o motor possui qualquer avaria.

Em [61], o binário electromagnético desenvolvido pelo motor é estimado tendo por base o cálculo das correntes de alimentação e fluxos encadeados estatóricos expressos em eixos d - q , de acordo com a expressão

$$\hat{T}_{em} = \frac{3}{2} p \left(\psi_{ds}^l i_{qs}^l - \psi_{qs}^l i_{ds}^l \right). \quad (1.2)$$

É demonstrado que o binário electromagnético desenvolvido por um motor sem qualquer avaria contém um conjunto variado de harmónicos. Neste caso, a detecção dos curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos é baseada não só no aparecimento de

novas componentes espectrais no binário electromagnético mas também na alteração de amplitude de algumas componentes já existentes antes da ocorrência da avaria. Os resultados experimentais apresentados demonstram que as componentes espectrais que melhor indicação dão acerca da presença da avaria são aquelas que ocorrem às frequências $2f_s$, $f_\Omega - 2sf_s$, $f_\Omega + 2sf_s$, $3f_\Omega + 2sf_s$, $5f_\Omega - 2sf_s$, $5f_\Omega + 2sf_s$. No entanto, é também referido que estas componentes espectrais já se encontram no espectro do binário electromagnético desenvolvido pelo motor mesmo quando este não possui qualquer avaria.

No contexto do uso desta técnica de diagnóstico será demonstrado nesta dissertação que (1.2) ou outras equações a ela equivalentes introduzem um erro bastante significativo no valor estimado do binário electromagnético desenvolvido pelo motor quando este possui curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos. Este erro é particularmente evidente em accionamentos com DTC. Por conseguinte, (1.2) não é válida quando se trata de um motor com curtos-circuitos entre espiras no estator e, por conseguinte, o seu uso para fins de diagnóstico deve ser evitado. Este assunto será retomado posteriormente em maior detalhe.

1.4.13 Medição do Nível de Descargas Parciais

Nos motores (e geradores) de tensão nominal igual ou superior a 3 kV, é habitual existirem descargas parciais, como já foi mencionado anteriormente [62], [63]. As folgas que vão aparecendo entre as bobinas dos enrolamentos do motor e as ranhuras que os alojam, a degradação do material semiconductor que reveste as bobinas/barras dos enrolamentos estatóricos ou a contaminação da zona das testas das bobinas, são algumas das causas próximas do aumento do nível de actividade das descargas parciais, prenunciando assim uma eventual falha no sistema de isolamento [64-66]. É ainda pertinente mencionar que as descargas parciais são assim, simultaneamente, uma causa e uma consequência de avarias no sistema de isolamento dos enrolamentos do motor [22], [63].

O tempo que medeia entre o aumento do nível de actividade das descargas parciais e a falha do sistema de isolamento dos enrolamentos, regra geral, aumenta com o nível de tensão do motor. Deste modo, a monitorização do nível de actividade das descargas parciais para efeitos de diagnóstico será um método mais eficaz quando aplicado a motores de maior tensão nominal [66].

Embora este método de diagnóstico possa parecer atractivo, o seu uso foi muito restrito no passado devido à necessidade de técnicos bastante qualificados para interpretar os

resultados obtidos uma vez que os sinais correspondentes às descargas parciais são frequentemente obscurecidos e confundidos com o ruído proveniente de outros pontos da instalação industrial onde o motor está instalado. Só recentemente foram desenvolvidas algumas técnicas que permitem eliminar, ou pelo menos distinguir o ruído proveniente de outros pontos da instalação (equipamento de manobra e protecção, conversores de frequência, ligações defeituosas entre o motor e o barramento de alimentação, etc.), dos sinais provenientes da actividade das descargas parciais que ocorre nos enrolamentos do motor [10], [65], [66]. Mesmo nestes casos, a experiência acumulada ao longo dos anos demonstra que não existe nenhuma técnica que funcione para todos os tipos de motor, podendo nalguns casos dar falsas indicações acerca de problemas no sistema de isolamento [66].

O fundamento base em que assenta o uso desta técnica tem a ver com o facto das descargas parciais existentes no interior do motor criarem um impulso de tensão de muito curta duração que irá viajar ao longo dos enrolamentos e, eventualmente, aparecer aos terminais do motor, podendo aí ser medidos, por exemplo, com o auxílio de condensadores de desacoplamento [67]⁸.

Uma das limitações desta técnica é que alguns factores ambientais tais como a temperatura ambiente ou a humidade relativa podem influenciar os resultados obtidos. Dado que o indicador predominante de possíveis problemas no sistema de isolamento é o aumento, ao longo do tempo, do nível de actividade das descargas parciais [66], as sucessivas medidas devem ser realizadas nas mesmas condições ambientais, o que na prática poderá ser difícil de conseguir.

1.4.14 Análise das Vibrações da Carcaça

Para além das técnicas de diagnóstico referidas anteriormente, também a análise das vibrações da carcaça do motor permite obter algumas indicações acerca da presença de defeitos nos enrolamentos estatóricos [68-70]. Este método de diagnóstico é frequentemente usado para detectar avarias de natureza mecânica tais como problemas nos rolamentos do motor, mas, caso os acelerómetros usados para medir as vibrações sejam instalados no estator do motor, é possível detectar igualmente avarias de natureza eléctrica [12], [22]. Os resultados experimentais apresentados em [71] demonstram que o principal indicador da presença de curtos-circuitos nos enrolamentos estatóricos é o aumento de amplitude da

⁸ Outros métodos também usados para medir o nível de descargas parciais encontram-se descritos com algum detalhe em [174].

componente espectral das vibrações (mais concretamente velocidade das vibrações) segundo a direcção tangencial da carcaça, que ocorrem ao dobro da frequência de alimentação do motor. Infelizmente este aumento de amplitude é bastante pequeno, particularmente para pequenas extensões da avaria. Por outro lado, o nível de vibrações de um dado motor é bastante dependente da geometria da carcaça, processo de fixação do motor, tipo de acoplamento à carga mecânica, entre outros aspectos. Concluiu-se pois que este método de diagnóstico será de fiabilidade reduzida quando usado em ambiente industrial com o intuito de diagnosticar avarias de natureza eléctrica nos enrolamentos estatóricos do motor.

1.4.15 Técnicas Baseadas no Uso de Inteligência Artificial

De um modo geral, embora nem sempre verdadeiro, as técnicas de diagnóstico baseadas no uso de inteligência artificial (IA) são um meio de automatizar o diagnóstico da avaria efectuado por um dos métodos de diagnóstico descritos anteriormente⁹, dispensando assim a presença de um perito para análise dos dados recolhidos pelo sistema de diagnóstico. Por outro lado, o uso de técnicas de IA permite ainda relacionar a informação processada num dado instante com a informação armazenada anteriormente, permitindo deste modo detectar a avaria com base na análise de tendências de determinados parâmetros/quantidades do motor.

Existe uma grande variedade de técnicas de IA que podem ser usadas para efeitos de diagnóstico [72-76]. Entre elas, podem ser mencionados os sistemas periciais [77], redes neuronais [78], lógica difusa, lógica difusa combinada com redes neuronais [79], algoritmos genéticos, etc. [76], [80], [81].

De entre o conjunto das técnicas de IA usadas no diagnóstico de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos, as redes neuronais são aquelas que têm sido propostas mais frequentemente. Por outro lado, regra geral, uma das limitações destas técnicas é a necessidade de uma fase de treino que exige uma grande quantidade de dados relativas ao funcionamento do motor para diferentes níveis de carga, diferentes condições do sistema de alimentação e diferentes extensões da avaria.

Pode ser encontrado em [76] e [81] um conjunto de referências bastante completo acerca do uso de IA no domínio do diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos.

⁹ A análise da componente de sequência negativa das correntes de alimentação do motor ou a medição da impedância de sequência negativa são alguns dos métodos habitualmente combinados com as técnicas de IA.

1.4.16 Métodos de Diagnóstico de Avarias em Accionamentos Eléctricos com Controlo Vectorial

Para além das técnicas de diagnóstico acima mencionadas, outras há que foram especificamente dirigidas aos accionamentos eléctricos baseados em motores de indução trifásicos com controlo vectorial, tal como descrito de seguida.

1.4.16.1 Injecção de Sinais de Alta Frequência [18]

Uma técnica de diagnóstico proposta para diagnosticar curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos do motor num accionamento com controlo vectorial consiste na injeção de um sinal portador, de baixa amplitude e alta frequência, sobreposto ao sinal de referência proveniente dos controladores PI das componentes segundo os eixos d - q da corrente eléctrica de alimentação do motor. Esta técnica de diagnóstico explora o facto de o aparecimento de um curto-circuito nos enrolamentos estatóricos do motor resultar na não igualdade dos valores das indutâncias de fugas dos enrolamentos das três fases. Deste modo, a interacção entre o sinal injectado e a assimetria resultará no aparecimento de uma componente de sequência negativa, à frequência do sinal injectado, nas correntes de alimentação do motor, sendo este facto usado para detectar a avaria.

Os resultados apresentados são bastante bons mas é referido que as assimetrias residuais do motor poderão ser confundidas com a avaria, pelo que nalguns casos há necessidade de efectuar uma análise prévia do sistema quando o motor se encontra em boas condições de funcionamento. Por outro lado, o método proposto apenas tem aplicação directa em accionamentos com controlo vectorial, não sendo evidente como este método poderá ser usado por exemplo num accionamento com DTC. Há ainda de referir o facto de que mesmo em accionamentos com controlo vectorial, a injeção de um sinal perturbará, inevitavelmente, o funcionamento normal do motor podendo tal não ser admissível em determinadas aplicações.

1.4.16.2 Estatística de Funcionamento do Inversor [82]

Esta técnica, que encontra aplicação em accionamentos com controlo vectorial a funcionar em regime permanente, tem por base o facto de num accionamento deste tipo, as componentes da corrente eléctrica de alimentação do motor segundo os eixos d - q serem directamente controladas. Por conseguinte, independentemente da existência ou não de avarias no motor, o sistema de controlo tentará impor uma simetria nas três correntes de alimentação. Quando existe um curto-circuito nos enrolamentos estatóricos, a forma de

impor essa simetria é através da introdução de um desequilíbrio nas tensões de alimentação de modo a compensar a assimetria do motor. A essência da técnica de diagnóstico reside pois na determinação desta assimetria das tensões de saída do inversor, através da avaliação do número de vezes que o inversor está em cada um dos sete diferentes estados activos de comutação durante um período de tempo correspondente a um múltiplo inteiro do período eléctrico das tensões de saída do inversor – estatística de funcionamento do inversor. Para além dos problemas inerentes ao uso de uma técnica deste tipo (necessidade de usar uma janela de observação correspondente a vários períodos eléctricos por forma a suavizar as variações que se verificam mesmo nos resultados obtidos por simulação computacional), é muito difícil, ou mesmo impossível, estabelecer uma correlação entre o indicador da avaria definido e a extensão da mesma. Por outro lado, não é mencionado de que forma é que uma técnica de diagnóstico deste tipo poderá discriminar a avaria das assimetrias residuais do motor.

1.4.16.3 Técnicas Baseadas em Modelos

Para além das técnicas anteriores, é ainda possível encontrar técnicas de diagnóstico que recorrem ao auxílio de modelos matemáticos do motor para detectar eventuais avarias.

De acordo com a técnica proposta em [83], são estimados os parâmetros de dois modelos do motor: o primeiro corresponde ao modelo clássico do motor em eixos $d-q$ e é usado para determinar a presença de avarias quer no estator quer no rotor, enquanto que um segundo modelo é usado para localizar a fase do estator que contém a avaria estatórica. A detecção da avaria é baseada na comparação dos parâmetros do motor estimados antes e após a ocorrência da avaria. São apresentados resultados experimentais para um número de espiras em curto-circuito correspondente a 12.5 % do total de espiras em série por fase mas mesmo nesta situação os resultados não são de todo convincentes. Por outro lado, o processo de estimação dos parâmetros requer uma fonte de excitação apreciável pelo que são introduzidos impulsos de amplitude de 45 rpm na velocidade de referência do accionamento de modo a perturbar o ponto de funcionamento do motor. Por todas estas razões, a utilidade prática desta técnica de diagnóstico será bastante reduzida. Em [84] este trabalho é melhorado usando agora apenas um modelo do motor que consiste na adição de três enrolamentos curto-circuitados ao modelo clássico do motor em eixos $d-q$. Cada um dos enrolamentos adicionais está directamente associado a um dos enrolamentos estatóricos do motor, tendo um número de espiras igual ao número de espiras em curto-circuito em cada um dos enrolamentos originais do motor. Embora os resultados obtidos com esta nova metodologia demonstrem que é possível detectar avarias com uma extensão da ordem dos 4 %

de espiras em curto-circuito, sendo inclusivamente possível detectar curtos-circuitos simultâneos nos três enrolamentos estáticos do motor, a fonte de excitação que agora é necessário incluir na malha de realimentação da velocidade é de 90 rpm. Persiste por isso a limitação prática no uso de tais técnicas de diagnóstico.

2 | Modelo de Simulação

2.1 Introdução

É possível encontrar na literatura inúmeros modelos de simulação computacional capazes de descrever o funcionamento de motores de indução trifásicos, quer em regime permanente quer em regime transitório. No entanto, a maioria destes modelos tem por base as equações do motor em eixos $d-q-0$, os quais acentam num conjunto de pressupostos e assunções que não são de forma alguma compatíveis com a realização de estudos que envolvem a existência de avarias internas nos enrolamentos do motor, de que a ocorrência de curtos-circuitos entre espiras é um exemplo [85], [86]. De facto, o modelo do motor de indução trifásico assente na modelação clássica em eixos $d-q-0$ baseia-se no pressuposto de que os enrolamentos do motor apresentam uma distribuição sinusoidal. Como consequência, os harmónicos espaciais de ordem superior à primeira são ignorados. Não obstante este facto, podem ser encontrados na literatura alguns modelos em eixos $d-q-0$ mais capazes de lidar com os harmónicos espaciais produzidos pelos enrolamentos do motor [87-89]. Infelizmente, mesmo esses modelos mais avançados apresentam algumas limitações que os tornam inúteis no estudo que aqui se pretende efectuar: por um lado pressupõem uma simetria dos enrolamentos estatóricos, o que não se verificará numa situação de avaria nesses enrolamentos; por outro lado, os harmónicos espaciais são tidos em conta através de uma decomposição em série de Fourier da força magnetomotriz produzida por cada enrolamento o que, inevitavelmente, conduz a um número infinito de equações por forma a contemplar todos os harmónicos espaciais.

Relativamente aos modelos de simulação computacional que não assentam numa modelação em eixos $d-q-0$, é habitual desprezarem-se os harmónicos espaciais de ordem

superior à primeira [82], [90], [91], ou, quando tais harmónicos são contemplados, há necessidade de truncar o sistema de equações resultante por forma a que o problema seja tratável do ponto de vista matemático [90], [92-106].

Para além dos modelos matemáticos já referidos anteriormente, é ainda possível encontrar um outro tipo de modelos, baseados no uso de malhas de permeância e forças magnetomotrizes produzidas por cada condutor. De acordo com estes modelos, o circuito magnético do motor é decomposto em “tubos de fluxo”, caracterizados pela respectiva permeância magnética. As permeâncias são posteriormente interligadas, formando uma rede onde circulam fluxos e onde são definidos os potenciais magnéticos em todos os nós de tal rede [107], [108].

Sendo um dos objectivos do trabalho aqui apresentado a avaliação da influência que a configuração dos enrolamentos estatóricos de um motor tem na forma como a avaria em estudo se manifesta¹⁰, um modelo de simulação computacional “mais próximo” da geometria do motor, em que a interligação dos circuitos básicos dos enrolamentos (espiras e/ou bobinas) é especificada pelo utilizador, afigura-se muito mais adequado à realização de estudos de simulação mais genéricos, em que é deixado ao critério do utilizador a escolha desses mesmos circuitos bem como a forma como os mesmos se interligam de forma a constituir os enrolamentos do motor [109].

Com base nestes pressupostos, sem contudo recorrer a métodos de simulação numérica que requerem bastante tempo de simulação, optou-se pela construção de um modelo matemático baseado no uso da denominada Função de Enrolamento [109-116]. A escolha deste método de modelação está relacionada com o facto de, através dele, se poder modelar o motor sem quaisquer restrições de simetria ao nível do estator ou rotor e, simultaneamente, se adequar perfeitamente à simulação de um accionamento eléctrico, em que há necessidade de interligar o modelo matemático do motor com o modelo do conversor de frequência¹¹. É pois um modelo com estas características que é descrito de seguida.

2.2 Modelo Detalhado do Accionamento

Apesar da generalidade do modelo matemático desenvolvido, este assenta num conjunto de pressupostos iniciais por forma a obter-se um modelo matemático por um lado

¹⁰ Neste contexto, configuração dos enrolamentos refere-se a enrolamentos com grupos de bobinas em série/paralelo, com ou sem ligações de equalização, etc.

¹¹ É demonstrado em [175] que é possível interligar o modelo de um motor de indução baseado numa malha de permeâncias com o modelo de um inversor de fonte de tensão. No entanto, é referido que a simulação de um período eléctrico demora um dia usando um PC PII a 400 MHz, o que torna impraticável o seu uso no estudo que se pretende aqui efectuar.

suficientemente detalhado para serem obtidos resultados numéricos mais realistas mas ao mesmo tempo suficientemente simples de modo a permitir a realização de simulações numéricas num período de tempo relativamente curto. Deste modo, foram assumidos, inicialmente, os seguintes pressupostos:

- i) não se considera a existência de saturação magnética no motor;
- ii) desprezam-se as perdas no ferro (por histerese e por correntes de Foucault);
- iii) o entreferro é considerado uniforme (desprezam-se os harmónicos espaciais da permeância magnética ao longo da periferia interna do estator);
- iv) considera-se que o fluxo magnético atravessa radialmente o entreferro e que o fluxo homopolar é desprezável¹²;
- v) as barras do rotor, este do tipo gaiola simples, são consideradas isoladas, não inclinadas e sem efeito pelicular;
- vi) a largura dos condutores estatóricos e barras rotóricas é considerada desprezável;
- vii) desprezam-se quaisquer acoplamentos capacitivos entre os enrolamentos e entre estes e a carcaça do motor.

Posteriormente o modelo desenvolvido foi modificado por forma a abolirem-se alguns destes pressupostos iniciais, designadamente a não inclinação e a não existência de efeito pelicular nas barras do rotor, considerando ainda a largura finita dos condutores do estator/rotor.

De modo a facilitar a apresentação do modelo matemático final, começar-se-á por apresentar a formulação matemática de um modelo transitório de um motor de indução em que os enrolamentos estatóricos são encarados como m_i circuitos elementares e independentes entre si¹³, enquanto que o rotor é considerado como sendo uma gaiola de esquilo simples de n barras isoladas (modelo $m_i - n$). Mais tarde, apresentam-se as modificações a este modelo de molde a poderem ser introduzidos os curtos-circuitos entre espiras e a abolição dos pressupostos mencionados no parágrafo anterior.

¹² O fluxo homopolar poderá ser desprezado, sem se cometerem grandes erros, desde que não se trate de um motor de dois pólos [176].

¹³ Neste contexto, os circuitos elementares poderão representar espiras ou bobinas com um qualquer número de espiras, não sendo esse facto relevante nesta fase da formulação matemática do modelo.

2.2.1 Modelo m_i - n de um Motor de Indução

2.2.1.1 Equações Relativas aos Circuitos Estatóricos

De acordo com a formulação matemática do modelo m_i - n , assume-se a existência de m_i circuitos elementares estatóricos, percorridos por m_i correntes eléctricas independentes entre si¹⁴. Mais tarde, proceder-se-á à interligação destes circuitos elementares, de modo a serem eliminadas as variáveis não linearmente independentes, reduzindo desta forma o número de incógnitas do sistema de equações diferenciais que será necessário resolver. Não é pressuposta a existência de qualquer simetria ou igualdade entre os diversos circuitos elementares de modo a manter a generalidade do modelo.

As equações de tensão e fluxo de todos os circuitos elementares estatóricos do motor podem ser expressas na forma matricial por

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \quad (2.1)$$

$$[\psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r], \quad (2.2)$$

em que

$$[U_s] = [u_1^s \quad u_2^s \quad \dots \quad u_{m_i}^s]^T \quad (2.3)$$

$$[I_s] = [i_1^s \quad i_2^s \quad \dots \quad i_{m_i}^s]^T \quad (2.4)$$

$$[\psi_s] = [\psi_1^s \quad \psi_2^s \quad \dots \quad \psi_{m_i}^s]^T \quad (2.5)$$

$$[I_r] = [i_1^r \quad i_2^r \quad \dots \quad i_n^r \quad i_e^r]^T. \quad (2.6)$$

A matriz diagonal $[R_s]_{m_i \times m_i}$ contém as resistências eléctricas de cada um dos circuitos elementares estatóricos

$$[R_s] = \text{diag} (R_1^s \quad R_2^s \quad \dots \quad R_{m_i}^s). \quad (2.7)$$

A matriz $[L_{ss}]_{m_i \times m_i}$ é constituída pelas indutâncias próprias e mútuas dos diversos circuitos estatóricos

¹⁴ De acordo com a formulação matemática deste e de todos os outros modelos matemáticos apresentados, são escolhidas as correntes eléctricas como variáveis de estado em detrimento do fluxo magnético. Foi adoptada esta opção por forma a facilitar a posterior interligação dos modelos matemáticos do motor e do conversor de frequência.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{11}^s & L_{12}^s & \cdots & L_{1m_i}^s \\ L_{21}^s & L_{22}^s & \cdots & L_{2m_i}^s \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{m_i,1}^s & L_{m_i,2}^s & \cdots & L_{m_i,m_i}^s \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

e a matriz $[L_{sr}]_{m_i \times (n+1)}$ contém as indutâncias mútuas entre cada um dos circuitos estatóricos e cada malha rotórica, incluindo a malha de um dos anéis terminais da gaiola rotórica do motor

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{11}^{sr} & L_{12}^{sr} & \cdots & L_{1n}^{sr} & L_{1e}^{sr} \\ L_{21}^{sr} & L_{22}^{sr} & \cdots & L_{2n}^{sr} & L_{2e}^{sr} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_{m_i,1}^{sr} & L_{m_i,2}^{sr} & \cdots & L_{m_i,n}^{sr} & L_{m_i,e}^{sr} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

A matriz $[L_{ss}]$ contém apenas termos constantes, ao passo que os termos de $[L_{sr}]$ variam com a posição angular mecânica do rotor – θ_r .

O segundo termo do segundo membro de (2.1) pode ser reescrito como

$$\frac{d[\psi_s]}{dt} = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + [I_r] \frac{d[L_{sr}]}{dt} + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt}. \quad (2.10)$$

Atendendo a que

$$[I_r] \frac{d[L_{sr}]}{dt} = [I_r] \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt}, \quad (2.11)$$

e definindo a velocidade angular mecânica de rotação do rotor como

$$\Omega_m = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.12)$$

virá

$$[I_r] \frac{d[L_{sr}]}{dt} = \Omega_m \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [I_r]. \quad (2.13)$$

Deste modo, (2.10) assume a forma

$$\frac{d[\psi_s]}{dt} = [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \Omega_m \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt}, \quad (2.14)$$

pelo que (2.1) pode ser rescrita como

$$[U_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + \Omega_m \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} [I_r] + [L_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt}. \quad (2.15)$$

2.2.1.2 Equações Relativas ao Rotor

Para o caso de uma gaiola rotórica com n barras, existem $2n$ nós e $3n$ ramos. Por conseguinte, a distribuição de correntes eléctricas no rotor fica perfeitamente definida por $n+1$ correntes eléctricas independentes. Este número compreende n correntes de malha (relativas às n barras rotóricas do motor) e uma corrente de circulação num dos anéis terminais da gaiola.

Na forma matricial, as equações de tensão e de fluxo de cada uma das malhas rotóricas são dadas por

$$[U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt} \quad (2.16)$$

$$[\psi_r] = [L_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (2.17)$$

com

$$[U_r] = [u_1^r \quad u_2^r \quad \dots \quad u_n^r \quad u_c^r]^T \quad (2.18)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_c) & -R_b & 0 & \dots & 0 & -R_b & -R_c \\ -R_b & 2(R_b + R_c) & -R_b & \dots & 0 & 0 & -R_c \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 2(R_b + R_c) & -R_b & -R_c \\ -R_b & 0 & 0 & \dots & -R_b & 2(R_b + R_c) & -R_c \\ -R_c & -R_c & -R_c & \dots & -R_c & -R_c & nR_c \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

No caso de um rotor em gaiola de esquilo tem-se $[U_r] = [0]$.

A matriz $[R_r]$, de dimensão $(n+1) \times (n+1)$, é uma matriz simétrica onde R_c e R_b representam a resistência eléctrica de um segmento de anel e de uma barra rotórica, respectivamente [87], [110], [117]. De notar ainda que a submatriz quadrada formada pelas primeiras n linhas e n colunas de $[R_r]$ é uma matriz cíclica.

A matriz $[L_{rr}]$, também de dimensão $(n+1) \times (n+1)$, é constituída pelas indutâncias próprias e mútuas das malhas rotóricas [117]:

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{12} - L_b & L_{13} & \cdots & L_{1(n-1)} & L_{1n} - L_b & -L_e \\ L_{21} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{23} - L_b & \cdots & L_{2(n-1)} & L_{2n} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{(n-1)1} & L_{(n-1)2} & L_{(n-1)3} & \cdots & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & L_{(n-1)n} - L_b & -L_e \\ L_{n1} - L_b & L_{n2} & L_{n3} & \cdots & L_{n(n-1)} - L_b & L_{mr} + 2(L_b + L_e) & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \cdots & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Por último, a matriz $[L_{rs}]$, de dimensão $(n+1) \times m_i$, representa a matriz das indutâncias mútuas entre cada uma das malhas rotóricas (incluindo aquela correspondente a um dos anéis) e cada um dos circuitos estatóricos

$$[L_{rs}] = \begin{bmatrix} L_{11}^{rs} & L_{12}^{rs} & \cdots & L_{1m_i}^{rs} \\ L_{21}^{rs} & L_{22}^{rs} & \cdots & L_{2m_i}^{rs} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{n1}^{rs} & L_{n2}^{rs} & \cdots & L_{nm_i}^{rs} \\ L_{e1}^{rs} & L_{e2}^{rs} & \cdots & L_{em_i}^{rs} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Como é natural, tem-se

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T. \quad (2.22)$$

Pode agora rescrever-se (2.16) como

$$[0] = [R_r][I_r] + [L_{rr}] \frac{d[I_r]}{dt} + \Omega_m \frac{d[L_{sr}]^T}{d\theta_r} [I_s] + [L_{sr}]^T \frac{d[I_s]}{dt}. \quad (2.23)$$

2.2.1.3 Binário Electromagnético Desenvolvido pelo Motor

Por forma a obter-se um sistema de equações diferenciais com o mesmo número de equações e de incógnitas, as equações de tensão (2.15) e (2.23) deverão ser complementadas por duas equações de movimento. Uma delas foi apresentada em (2.12) e a outra é dada por

$$T_{em} - T_l = J_m \frac{d\Omega_m}{dt} + B_m \Omega_m, \quad (2.24)$$

onde T_{em} e T_l representam o binário electromagnético desenvolvido pelo motor e o binário de carga, respectivamente; J_m representa o momento de inércia das massas girantes e B_m é o coeficiente de atrito viscoso¹⁵. A expressão matemática que traduz T_l em função da velocidade/posição angular é assumida como conhecida.

O binário electromagnético desenvolvido pelo motor pode ser calculado através da expressão da co-energia W_{co} , sendo dado por

$$T_{em} = \left[\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right]_{([I_s], [I_r]=c.t.)}. \quad (2.25)$$

Num sistema magnético linear, como aquele aqui considerado, a co-energia do sistema é igual à energia magnética armazenada no mesmo, pelo que é dada por

$$W_{co} = \frac{1}{2} [I_s]^T [L_{ss}] [I_s] + \frac{1}{2} [I_s]^T [L_{sr}] [I_r] + \frac{1}{2} [I_r]^T [L_{rs}] [I_s] + \frac{1}{2} [I_r]^T [L_{rr}] [I_r]. \quad (2.26)$$

Atendendo a que se está a considerar uma máquina de entreferro constante, não saturável, os elementos de $[L_{ss}]$ e $[L_{rr}]$ são constantes. Por conseguinte, (2.25) é equivalente a

$$T_{em} = \frac{1}{2} [I_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] + \frac{1}{2} [I_r]^T \frac{\partial [L_{rs}]}{\partial \theta_r} [I_s]. \quad (2.27)$$

Após algumas simplificações matemáticas, obtém-se a equação

$$T_{em} = [I_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r]. \quad (2.28)$$

Para o caso de um motor com p pares de pólos, o ângulo eléctrico θ e o ângulo mecânico θ_r relacionam-se através da expressão

$$\theta = p \theta_r, \quad (2.29)$$

pelo que (2.28) é equivalente a

¹⁵ É aqui assumida a existência de um acoplamento rígido entre o veio do motor e a carga mecânica a ele acoplada.

$$T_{em} = p [I_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} [I_r]. \quad (2.30)$$

Tanto (2.28) como (2.30) permitem calcular o binário electromagnético desenvolvido pelo motor conhecidas as correntes eléctricas que circulam nos enrolamentos do estator e rotor do motor.

2.2.1.4 Cálculo das Indutâncias – Função de Enrolamento

O sucesso da implementação do modelo matemático descrito anteriormente depende, em grande medida, do cálculo das indutâncias presentes nas equações (2.15), (2.23) e (2.28).

Um método prático e conveniente de calcular tais indutâncias consiste no uso da teoria da denominada *Winding Function* ou Função de Enrolamento. Uma das grandes vantagens no uso desta teoria reside no facto deste método de cálculo das indutâncias não assentar na assunção de qualquer simetria dos enrolamentos estatóricos ou rotóricos, constituindo por isso uma ferramenta particularmente adequada ao estudo de assimetrias nos enrolamentos.

A base da aplicação deste método reside no uso de uma função correspondente à distribuição dos condutores nas ranhuras da máquina – função de distribuição de condutores –, e uma outra função que consiste na distribuição da força magnetomotriz por unidade de corrente que circula nos circuitos, ao longo da periferia interna do estator – função de enrolamento.

A título ilustrativo, estão representadas na Fig. 4 duas bobinas (bobina A e bobina B) colocadas na periferia interna do estator de um motor de indução.

Considera-se que as bobinas A e B possuem n_{eA} e n_{eB} espiras, respectivamente, distribuídas ao longo da periferia interna do estator de acordo com as funções de distribuição de condutores $n_A(\theta_m)$ e $n_B(\theta_m)$. A função de distribuição de condutores de cada bobina representa, grosso modo, a soma algébrica¹⁶ do número de condutores da bobina encontrados ao longo da periferia interna do estator, no percurso compreendido entre o eixo de referência e a posição angular arbitrária θ_m . Assim, para o caso da bobina A, esta função será dada por

$$n_A(\theta_m) = \begin{cases} n_{eA} & \Leftarrow \theta_{A_1} \leq \theta_m < \theta_{A_2} \\ 0 & \Leftarrow 0 \leq \theta_m < \theta_{A_1} \vee \theta_{A_2} \leq \theta_m < 2\pi. \end{cases} \quad (2.31)$$

Por outro lado, a função de enrolamento associada a cada bobina corresponde à força

¹⁶ Entra-se com o sinal “+” ou “-” nesta soma consoante os condutores da bobina sejam percorridos por uma corrente que aponta no sentido convencionado como positivo ou negativo, respectivamente.

magnetomotriz produzida pela mesma, num ponto arbitrário de posição angular θ_m , quando percorrida por uma corrente eléctrica de 1 A¹⁷. Assim, a título ilustrativo, a função de enrolamento da bobina A, $N_A(\theta_m)$, será igual a¹⁸

$$N_A(\theta_m) = \begin{cases} n_{eA} - \frac{n_{eA}\alpha_A}{2\pi} & \Leftarrow \theta_{A_1} \leq \theta_m < \theta_{A_2} \\ -\frac{n_{eA}\alpha_A}{2\pi} & \Leftarrow 0 \leq \theta_m < \theta_{A_1} \vee \theta_{A_2} \leq \theta_m < 2\pi, \end{cases} \quad (2.32)$$

onde α_A representa o ângulo mecânico correspondente ao passo da bobina.

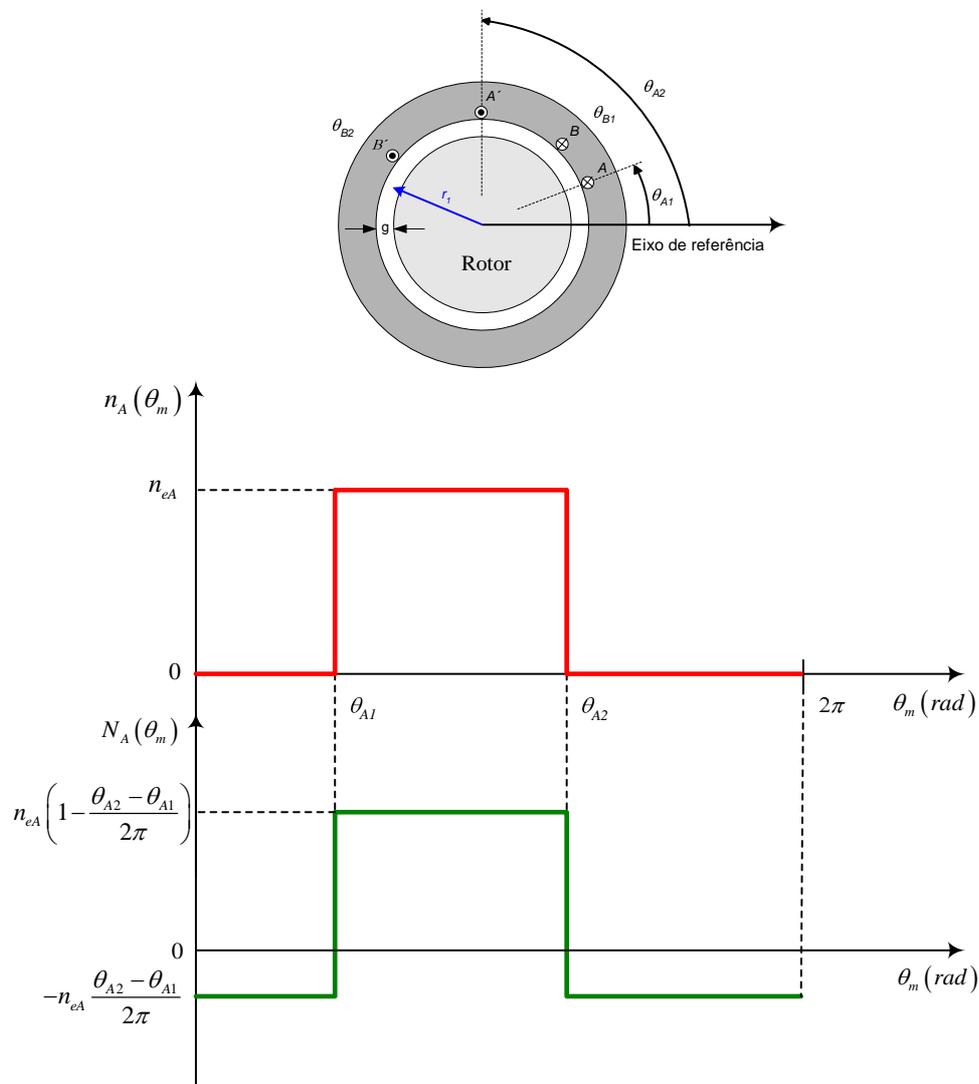


Fig. 4 – Duas bobinas colocadas na periferia interna do estator de um motor de indução; função de distribuição de condutores (curva a vermelho) e função de enrolamento (curva a verde) da bobina A.

¹⁷ Dito de outro modo, corresponde à tensão magnética no entreferro, nessa posição angular.

¹⁸ Estes resultados foram obtidos conjugando a lei de Gauss aplicada a uma superfície cilíndrica contendo todos os condutores da bobina, e a lei de Ampere, considerando nulo o fluxo homopolar e assumindo um entreferro constante.

De modo análogo podem ser obtidas as funções de enrolamento e de distribuição de condutores da bobina B , bastando para isso substituir o índice A por B em (2.31) e (2.32)

Considere-se agora um ponto arbitrário na periferia interna do estator, fazendo um ângulo mecânico θ_m com uma determinada referência fixa no estator. A expressão da força magnetomotriz produzida pela bobina A nesse ponto será dada por

$$\mathfrak{T}_A(\theta_m) = N_A(\theta_m) i_A, \quad (2.33)$$

onde i_A designa a corrente eléctrica que percorre a bobina A .

Para calcular a indutância mútua entre as bobinas B e A , deve-se começar por calcular o fluxo magnético que atravessa a bobina B , produzido pela corrente que circula na bobina A . Este fluxo pode ser calculado através da bem conhecida relação

$$\phi = \mathfrak{T} \wp, \quad (2.34)$$

onde ϕ , \wp e \mathfrak{T} representam o fluxo magnético que atravessa uma dada superfície, a permeância magnética do caminho percorrido pelo fluxo magnético e a queda de força magnetomotriz ao longo desse caminho, respectivamente. Considerando a Fig. 4, o infinitésimo de fluxo que atravessa o entreferro do motor ao longo de uma secção infinitesimal $r_1 d\theta_m l$, onde l representa o comprimento axial activo do motor, é igual a

$$d\phi = \mathfrak{T}_A(\theta_m) \mu_0 r_1 l \frac{d\theta_m}{g} = N_A(\theta_m) i_A \frac{\mu_0 r_1 l}{g} d\theta_m, \quad (2.35)$$

onde g representa o comprimento do entreferro.

Atendendo à função de distribuição de condutores da bobina B , o infinitésimo do fluxo encadeado, na posição angular θ_m , associado a esta bobina é igual a

$$d\psi_{BA}(\theta_m) = n_B(\theta_m) d\phi = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} i_A n_B(\theta_m) N_A(\theta_m) d\theta_m. \quad (2.36)$$

O fluxo encadeado total é então dado por

$$\psi_{BA} = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} i_A \int_0^{2\pi} n_B(\theta_m) N_A(\theta_m) d\theta_m^{19}. \quad (2.37)$$

¹⁹ Atente-se no facto do comprimento do entreferro ser constante e, por conseguinte, não depender da posição angular, figurando por esse motivo fora do integrando.

Atendendo a que por definição

$$L_{BA} = \frac{\Psi_{BA}}{i_A}, \quad (2.38)$$

a indutância L_{BA} será dada por

$$L_{BA} = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} \int_0^{2\pi} n_B(\theta_m) N_A(\theta_m) d\theta_m. \quad (2.39)$$

Esta é a expressão geral que permite calcular a indutância mútua entre as bobinas B e A ²⁰. Esta expressão é válida considerando $g(\theta_m) = c.$ ^{1e} e $r_1(\theta_m) = c.$ ^{1e 21}. Permutando os índices A e B , obtêm-se a expressão da indutância mútua entre a bobina A e a bobina B :

$$L_{AB} = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} \int_0^{2\pi} n_A(\theta_m) N_B(\theta_m) d\theta_m. \quad (2.40)$$

Fazendo $A=B$, obtêm-se as expressões das indutâncias de magnetização de cada uma das duas bobinas:

$$L_{mA} = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} \int_0^{2\pi} n_A(\theta_m) N_A(\theta_m) d\theta_m \quad (2.41)$$

$$L_{mB} = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} \int_0^{2\pi} n_B(\theta_m) N_B(\theta_m) d\theta_m. \quad (2.42)$$

As indutâncias próprias de cada bobina obtêm-se adicionando às indutâncias de magnetização, calculadas através de (2.41) e (2.42), as respectivas indutâncias de fugas

$$L_{AA} = L_{mA} + L_{lA} \quad (2.43)$$

$$L_{BB} = L_{mB} + L_{lB}. \quad (2.44)$$

Usando agora (2.37) e (2.39) para o caso documentado na Fig. 4, e atendendo a que $n_B(\theta_m) = 0 \iff (0 \leq \theta_m < \theta_{B_1} \vee \theta_{B_2} \leq \theta_m < 2\pi)$, virá

$$\Psi_{BA} = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} i_A \int_{\theta_{B_1}}^{\theta_{B_2}} n_B(\theta_m) N_A(\theta_m) d\theta_m \quad (2.45)$$

²⁰ Em rigor, esta expressão permite calcular a indutância mútua entre dois circuitos quaisquer, independentemente de se tratar de espiras, bobinas ou enrolamentos.

²¹ Caso estas quantidades sejam dependentes de θ_m , elas deverão figurar no integrando de (2.39).

$$L_{BA} = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} \int_{\theta_{B1}}^{\theta_{B2}} n_B(\theta_m) N_A(\theta_m) d\theta_m. \quad (2.46)$$

A exposição teórica anterior, particularizada para o caso das duas bobinas A e B da Fig. 4, é válida para quaisquer duas bobinas, circuitos elementares, ou malhas rotóricas no caso de rtores em gaiola de esquilo, independentemente das suas dimensões ou posição relativa. Além deste facto, os valores das indutâncias calculados através desta abordagem incluem todos os harmónicos espaciais da força magnetomotriz produzida pelos enrolamentos do motor²².

Convém referir, a propósito da teoria da função de enrolamento, que é possível encontrar na literatura duas abordagens ao problema da determinação da indutância mútua entre duas bobinas, ou enrolamentos, abordagens essas que, embora formalmente distintas, são matematicamente equivalentes. De facto, enquanto que, de acordo com a formulação matemática anteriormente apresentada, a indutância mútua entre as duas bobinas é expressa por (2.40), uma outra variante à teoria da função de enrolamento afirma que a mesma indutância pode ser expressa por [117]

$$L_{AB} = \frac{\mu_0 r_1 l}{g} \int_0^{2\pi} N_A(\theta_m) N_B(\theta_m) d\theta_m. \quad (2.47)$$

Pode demonstrar-se que a expressão (2.47) é equivalente a (2.40) desde que o fluxo homopolar seja considerado nulo. Se tal não for considerado, a expressão da indutância mútua apresentada nesta dissertação é a mais correcta do ponto de vista formal.

Com base na teoria da função de enrolamento, todas as indutâncias de magnetização e indutâncias mútuas entre os circuitos estatóricos e malhas rotóricas podem ser calculadas através de (2.40). Ao adicionar as indutâncias de fugas respectivas, obtêm-se todas as indutâncias constantes de (2.15), (2.23) e (2.28), pelo que o sistema de equações constituído por (2.12), (2.15), (2.23) e (2.24) pode finalmente ser resolvido por um qualquer método de integração numérica.

2.2.2 Modelo Detalhado Final do Motor de Indução

O modelo $m_i - n$ apresentado anteriormente serviu o propósito de estabelecer os princípios básicos do modelo detalhado (final) do motor, destinado a simular o

²² Para que isto seja possível, na implementação computacional do modelo, as indutâncias foram representadas através do uso de "splines", os quais não são mais do que aproximações polinomiais, por intervalos, de uma dada função [177].

comportamento do mesmo na presença de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estáticos. Com este modelo, pode-se efectuar uma simulação numérica do funcionamento de um motor de indução em que o arranjo dos enrolamentos estáticos é completamente arbitrário e definido pelo utilizador.

De acordo com o modelo detalhado final, os enrolamentos estáticos do motor são encarados como um sistema composto por m_c bobinas, em que quer a distribuição das bobinas nas ranhuras do estator quer o número de espiras de cada bobina é especificada pelo utilizador. A interligação destas bobinas de modo a formar m_b grupos de bobinas é efectuada através de uma primeira matriz de ligação $[C_c]$, também ela introduzida pelo utilizador, cujos elementos constituintes serão 1, -1 ou 0, consoante as bobinas estejam ligadas em série, em oposição ou não tenham qualquer ligação eléctrica entre si, respectivamente²³. O arranjo final dos enrolamentos estáticos do motor, que corresponde à interligação dos grupos de bobinas entre si, bem como a respectiva ligação à fonte de alimentação do motor, é conseguida, mais uma vez, pela introdução por parte do utilizador de uma segunda matriz de ligação $[C_{bf}]$, como será descrito em detalhe posteriormente.

De salientar que este arranjo final dos enrolamentos estáticos do motor permite a ligação em série e/ou paralelo dos grupos de bobinas, bem como a existência de ligações de equalização entre esses mesmos grupos, a ligação em estrela ou triângulo dos enrolamentos das três fases do motor, e um conjunto de funcionalidades bastante úteis na análise do comportamento do motor, como sejam a colocação de espiras de prova, através da introdução de espiras/bobinas virtuais nas ranhuras. Para além destas vantagens, o utilizador pode simular regimes de funcionamento do motor como sejam a alimentação de apenas um dos enrolamentos, a realização de um ensaio homopolar, etc.

De acordo com o modelo detalhado, a gaiola rotórica do motor é encarada de forma idêntica àquela exposta na apresentação do modelo $m_i - n$ (n malhas idênticas entre si, espaçadas regularmente, em que cada uma delas é constituída por duas barras adjacentes e pelos dois segmentos de anel que as ligam entre si).

Atendendo ao tipo de estudo que se pretende efectuar, optou-se por estender o modelo anteriormente apresentado de modo a serem eliminados alguns dos pressupostos mencionados no início da secção dedicada à apresentação do modelo $m_i - n$, incluindo deste modo um conjunto de fenómenos que se afiguram importantes no estudo de assimetrias no estator do motor.

²³ Embora o uso de matrizes de ligação seja bem conhecido, em [178], [179] este conceito está amplamente ilustrado.

2.2.2.1 Efeito Pelicular nas Barras do Rotor

2.2.2.1.1 Revisão do Estado da Arte

A maioria dos modelos de simulação computacional de accionamentos eléctricos, baseados em motores de indução, consideram a resistência eléctrica e indutância de fugas dos enrolamentos rotóricos do motor como constantes e iguais aos respectivos valores dc²⁴ [118], [119]. Embora estes modelos matemáticos mais simplistas possam ser úteis na investigação do desempenho de determinadas estruturas e sistemas de controlo, o seu uso pode resultar em erros significativos nos valores do binário electromagnético e da corrente eléctrica de alimentação do motor a determinadas velocidades (com especial ênfase para o binário desenvolvido durante o período de arranque do motor), bem como para algumas frequências do sistema de tensões de alimentação [120], [121]. O efeito pelicular é tanto mais importante quanto maior for a profundidade das barras do rotor. Tipicamente, para barras com mais de 1.25 cm de profundidade, o efeito pelicular é um fenómeno que deverá ser tido em conta²⁵[122].

Como é sobejamente conhecido, este fenómeno provoca uma redistribuição da densidade de corrente que circula nos condutores rotóricos, aumentando-a na zona superior da barra (zona mais próxima do entreferro), tal como ilustrado na Fig. 5.

Como consequência desta redistribuição da densidade de corrente eléctrica, regista-se um aumento da resistência eléctrica total oferecida pela barra à circulação da corrente alternada e

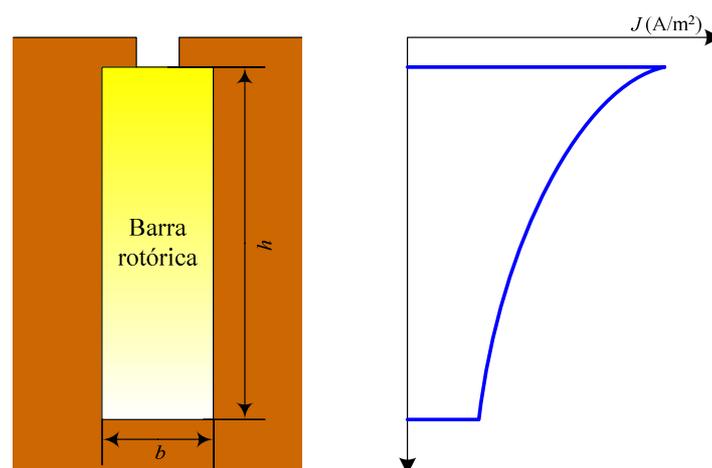


Fig. 5 – Efeito pelicular numa barra rotórica rectangular e influência desse efeito na distribuição da densidade de corrente que percorre a barra.

²⁴ Considera-se valores dc, os valores que tais parâmetros apresentam quando os circuitos em questão são percorridos por uma corrente eléctrica contínua.

²⁵ Este valor deverá ser encarado com alguma reserva pois ele dependerá também da geometria da barra e da ranhura onde ela está alojada.

uma diminuição da reactância de fugas da mesma. Naturalmente que estas alterações são tanto mais acentuadas quanto maior for a frequência da corrente eléctrica que percorre a barra.

Por forma a ter em conta o efeito pelicular, foram desenvolvidos no passado factores correctivos dos valores da resistência e reactância de fugas em função da frequência, para uma dada geometria da barra. No caso particular de uma barra de geometria rectangular, colocada numa ranhura totalmente aberta, esses factores correctivos são dados pelas expressões [123]²⁶

$$k_R = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \xi \frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (2.48)$$

$$k_L = \frac{L_{ac}}{L_{dc}} = \frac{3}{2\xi} \frac{\sinh(2\xi) - \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (2.49)$$

onde

$$\alpha_p = \sqrt{\frac{\pi f_r \mu_0}{\rho}} \quad (2.50)$$

$$\xi = \alpha_p b \quad (2.51)$$

e em que

b altura real da barra (m);

ξ altura virtual da barra;

α_p inverso da profundidade de penetração (m⁻¹);

ρ resistividade eléctrica do material constituinte da barra (Ωm);

f_r frequência da corrente eléctrica que percorre a barra (Hz);

R_{dc} resistência eléctrica da barra rotórica quando percorrida por corrente contínua – resistência dc (Ω);

R_{ac} resistência eléctrica da barra rotórica quando percorrida por uma corrente alternada de frequência f_{br} – resistência ac (Ω);

L_{dc} indutância de fugas da barra rotórica quando percorrida por corrente contínua – indutância dc (H);

²⁶ No caso dos motores com rotor em gaiola de esquilo, o efeito pelicular nos anéis terminais da gaiola rotórica é habitualmente desprezado.

L_{ac} indutância de fugas da barra rotórica quando percorrida por uma corrente alternada de frequência f_{br} – indutância ac (H).

Naturalmente que as expressões anteriores apenas são aplicáveis se a frequência das correntes eléctricas do rotor for constante. Não será este o caso se o motor estiver em regime transitório, tal como durante o período de arranque, acelerações ou desacelerações rápidas e variações bruscas de carga (por exemplo o caso de motores acoplados a compressores), apenas para mencionar alguns exemplos [122], [124]. Também no caso dos accionamentos eléctricos, durante períodos transitórios, durante os quais quer a frequência das tensões de alimentação do motor quer a velocidade mecânica do rotor variam, as correntes eléctricas rotóricas correspondem à soma de um conjunto diverso de componentes espectrais e, por conseguinte, os factores correctivos anteriormente apresentados não poderão ser usados [125]. Esta mesma argumentação é válida nos casos em que o objectivo primordial do modelo matemático desenvolvido consiste no estudo do comportamento do motor na presença de avarias, pois nessas circunstâncias, na maioria dos casos, torna-se difícil saber de antemão quais as componentes espectrais introduzidas nas correntes eléctricas do rotor resultantes do aparecimento das avarias. Deste modo, o uso de tais factores correctivos fica limitado aos modelos matemáticos cujo objectivo primordial consiste na avaliação do funcionamento do motor em regime permanente e alimentado por fontes de tensão sinusoidal.

Uma outra técnica tradicionalmente usada na modelação do efeito pelicular consiste em dividir cada uma das barras rotóricas em secções, sendo cada uma destas secções representada posteriormente por um circuito de parâmetros distribuídos, resultando, no seu conjunto, numa representação aproximada da barra [118], [122], [126-128] (Fig. 6).

Para se obter uma boa precisão nos resultados obtidos usando este método de modelação, a divisão das barras deverá ser efectuada de modo a que a densidade de corrente no interior de cada secção se possa considerar aproximadamente constante [122], [129]. O modelo assim obtido é pois válido para uma análise quer do regime permanente quer do regime transitório do motor [118]. Na Fig. 7 estão representadas as quatro configurações típicas dos circuitos equivalentes habitualmente usados para modelar um rotor em gaiola de esquilo em que o efeito pelicular foi tido em conta com base neste método de modelação.

Nesses circuitos, R_{ee} e L_{ee} representam, respectivamente, os valores da resistência e indutância de fugas de dois segmentos de anel da gaiola rotórica, adicionados à resistência e

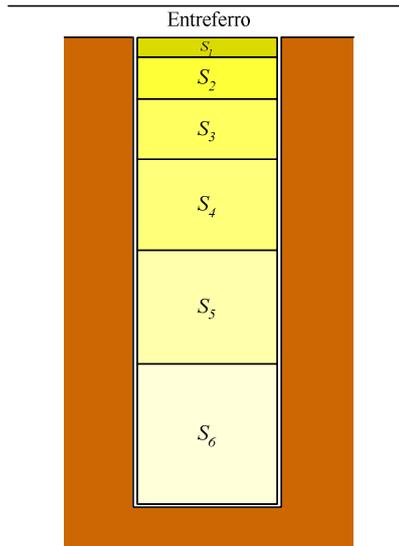


Fig. 6 – Modelação do efeito pelicular numa barra rotórica através da divisão da mesma em secções. Por forma a aumentar a precisão dos resultados obtidos, a altura das secções superiores deverá ser inferior à das secções inferiores.

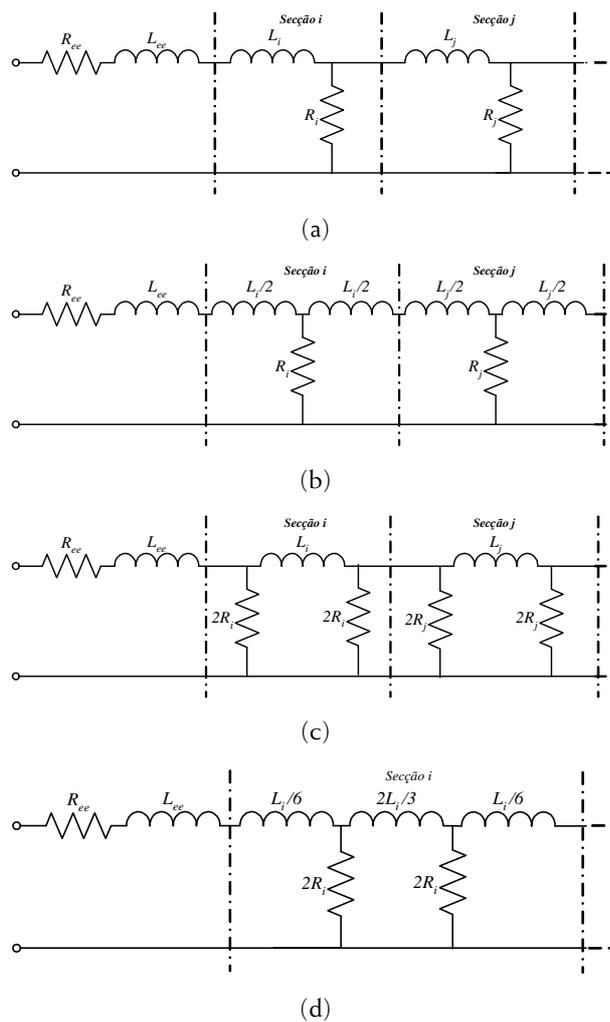


Fig. 7 – Circuitos equivalentes do rotor do motor, tendo em conta o efeito pelicular: (a) configuração em L ; (b) configuração em T ; (c) configuração em π ; (d) configuração em π melhorada.

indutância de fugas da parte da barra situada fora da ranhura, caso esta exista²⁷. É prática corrente desprezar-se o efeito pelicular nos anéis terminais da gaiola, excepto nos casos em que os valores do deslizamento do rotor são muito superiores à unidade tal como acontece no caso dos accionamentos para elevadores, e no caso dos motores que funcionam a altas frequências cujo arranque se processa à frequência nominal [130]. Por esta razão, R_{ee} e L_{ee} não sofrem alterações com a introdução do efeito pelicular.

Todos os parâmetros dos circuitos equivalentes da figura anterior são modificados por forma a reflectirem todas as barras do rotor, sendo posteriormente referidos aos enrolamentos estatóricos. Assim, a título ilustrativo, os parâmetros L_i , L_j , R_i , R_j que representam as indutâncias de fugas e resistências eléctricas das secções i e j das barras, respectivamente, podem ser calculadas através das expressões [131-133]:

$$R_i = \rho \frac{l}{b_i b_i} \left[\frac{m_s}{n} \left(\frac{N_s K_{w1s}}{0.5} \right)^2 \right] \quad (2.52)$$

$$L_i = \mu_0 \frac{l b_i}{3 b_i} \left[\frac{m_s}{n} \left(\frac{N_s K_{w1s}}{0.5} \right)^2 \right], \quad (2.53)$$

em que

l comprimento da barra²⁸ (m);

b_i largura média da secção i (m);

b_i altura da secção i (m);

m_s número de fases do estator;

K_{w1s} factor de enrolamento para o termo fundamental da força magnetomotriz dos enrolamentos estatóricos;

N_s número total de espiras em série, por fase, dos enrolamentos estatóricos.

Naturalmente que a precisão dos resultados obtidos com estes circuitos é fortemente dependente do número de secções usado. O preço a pagar pela precisão (maior número de secções) é o aumento do número de equações de estado que governam o circuito e,

²⁷ A parte da barra que eventualmente esteja situada fora da ranhura não será significativamente afectada pelo efeito pelicular daí que esteja em condições semelhantes aos segmentos de anel no que se refere à modelação matemática do efeito pelicular.

²⁸ Ao longo deste trabalho considera-se que o comprimento das barras do rotor é aproximadamente igual ao comprimento axial activo do motor.

consequentemente, o aumento do tempo de computação necessário à sua resolução.

Uma outra técnica que pode ser usada para modelar o efeito pelicular nas barras rotóricas do motor, e que encontra aplicação quando existe uma fórmula analítica que descreve a impedância da barra em função da frequência, consiste na dedução de um circuito equivalente da barra através de uma expansão polinomial de tal fórmula analítica [123], [134]. Esta técnica de modelação conduz a um circuito equivalente semelhante àquele apresentado na Fig. 7(a), distinguindo-se apenas na forma como os parâmetros do circuito são obtidos. A utilidade desta técnica é pois dependente da existência de tal expressão analítica²⁹, para além do facto de que é necessário usar um maior número de elementos R-L para se obter uma boa concordância entre os valores reais da impedância da barra e aqueles fornecidos pelo modelo matemático.

Outra possibilidade de modelação do efeito pelicular consiste na determinação do circuito equivalente através de técnicas de *curve fitting* em que se pretende obter uma resposta em frequência tão próxima quanto possível daquela determinada experimentalmente [124]. Mais recentemente, foi proposto em [135], [136] modelar o efeito pelicular com base no uso de funções de transferência das barras do rotor. De acordo com esta formulação, cada barra real é substituída por um conjunto de barras virtuais sobrepostas, em que a densidade de corrente no interior de cada uma delas é considerada constante. Após algumas considerações, efectuadas com base em resultados obtidos através do uso de elementos finitos, os autores chegam à conclusão que a transformada de Laplace da admitância total da barra pode ser dada por uma expressão do tipo

$$Y(s) = Y_0 \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_1}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_d}\right)^q} \quad (2.54)$$

onde ω_1 , ω_d e q são parâmetros desconhecidos e que podem ser determinados posteriormente com base no método de optimização de parâmetros de Levenberg-Marquardt.

Embora os resultados apresentados pelos autores demonstrem uma muito boa concordância entre os resultados experimentais e de simulação, desde as muito baixas frequências até aos 5 kHz, este método não se adequa a uma formulação circuital deste fenómeno, condição essencial para a sua inclusão no modelo matemático aqui em

²⁹ Esta expressão analítica apenas será de fácil dedução para geometrias da barra relativamente simples.

desenvolvimento.

Ainda no domínio dos modelos matemáticos que incluem o efeito pelicular, é apresentado em [137] um modelo, em dois eixos, de um motor de indução que tem em conta o efeito pelicular e a saturação magnética devida ao fluxo de fugas dos condutores rotóricos. Este modelo é baseado numa análise aproximada dos campos electromagnéticos no entreferro e nas ranhuras do motor, a qual conduz directamente às equações circuitais necessárias à simulação do sistema. Neste estudo, o ferro é considerado como tendo uma permeabilidade magnética infinita, excepto nas regiões dos dentes das ranhuras na qual a característica de magnetização é saturável. O estudo das equações do campo magnético é feito por regiões, tendo sido consideradas separadamente a região do entreferro e regiões das ranhuras do estator e do rotor. Este modelo despreza todas as interacções entre os campos magnéticos do estator e do rotor excepto aquelas relativas aos termos fundamentais de tais campos. Embora esta assunção não seja pouco frequente nos estudos de regimes dinâmicos do motor, ela também não se adequa ao estudo de assimetrias nos enrolamentos estatóricos.

Para além do efeito pelicular, alguns trabalhos publicados debruçaram-se ainda no estudo da influência da saturação magnética no problema da modelação matemática do motor e nas interacções entre estes dois fenómenos [125], [138-140]. Neste contexto, alguns estudos realizados, baseados no uso de elementos finitos, demonstram que a variação da resistência das barras rotóricas é praticamente independente do valor da densidade de corrente que circula nas barras ao longo de uma grande gama de frequências. Por outro lado, esses mesmos estudos demonstram que os efeitos da saturação magnética dos caminhos do fluxo de fugas do rotor são claramente evidentes na curva que expressa a variação da indutância de fugas do rotor em função da frequência [125], [139], [140]. De acordo com os resultados apresentados nesses trabalhos, tal curva sofre um deslocamento segundo a direcção do eixo das ordenadas à medida que o valor da densidade da corrente eléctrica rotórica aumenta. Uma constatação importante é que a *forma* da curva não é afectada pelo valor da densidade de corrente. Com base nestes resultados pode pois concluir-se que os fenómenos do efeito pelicular e da saturação magnética do fluxo de fugas do rotor podem ser tratados separadamente.

Para finalizar esta síntese, resta referir que alguns resultados experimentais apresentados em [124] demonstram que para baixos valores do deslizamento do rotor, os resultados obtidos com os modelos clássicos (não incluindo o efeito pelicular) e com os modelos melhorados (tendo em conta o efeito pelicular) são idênticos. Este resultado, embora expectável, demonstra que o efeito pelicular, tal como foi referido no início desta secção, poderá ser ou não relevante, consoante o tipo de estudo que se pretende efectuar e

dependendo das condições de funcionamento do motor no que se refere ao sistema de alimentação e carga mecânica a ele acoplada.

2.2.2.1.2 *Inclusão do Efeito Pelicular no Modelo Desenvolvido*

De molde a incluir o efeito pelicular das barras do rotor no modelo matemático, dois princípios chave foram tidos em conta na escolha/desenvolvimento de um modelo apropriado. Assim, por um lado, pretende-se que o modelo seja suficientemente flexível para poder ser usado mesmo quando a geometria da barra não é conhecida. Por outro lado, atendendo a que uma gaiola rotórica com n barras é modelada através do uso de $n+1$ equações de malha, o número total de equações do circuito final não deve ser tão elevado que impeça uma simulação relativamente rápida do sistema de equações resultante.

Com base nestes pressupostos, é aqui proposta uma nova formulação matemática de forma a incluir o efeito pelicular das barras no modelo matemático do rotor. Assim, de acordo com esta nova formulação, o rotor do motor é modelado de forma semelhante àquela proposta por Alger para motores de rotor de gaiola dupla [131]. De acordo com este modelo, cada barra rotórica é dividida em duas secções (que, de uma maneira geral, terão dimensões diferentes, sendo a secção superior a de menores dimensões). Cada uma destas duas secções é modelada através de um circuito em T que inclui duas indutâncias de valor $3L_{bi}/2$ nos ramos superiores, onde L_{bi} representa a indutância de fugas da secção respectiva ($i = 1, 2$). O ramo vertical desse circuito é constituído por uma ligação em série de uma indutância negativa ($-L_{bi}/2$) com a resistência da secção R_{bi} (ver Apêndice A).

O circuito equivalente proposto pode ser aplicado a qualquer geometria de barra. Podem ser deduzidas algumas fórmulas analíticas, com base no cálculo de coeficientes de permeância, por forma a calcular os parâmetros acima referidos. Alternativamente, quando a geometria da barra é desconhecida, a determinação desses mesmos parâmetros poderá ser efectuada através do uso de técnicas de *curve fitting* por forma a aproximar os resultados experimentais dos de simulação computacional.

Na Fig. 8 está representado o circuito equivalente do rotor do motor, tendo em conta o efeito pelicular.

O circuito da Fig. 8 pode ser encarado como um modelo de malhas em dois planos. Nele, as correntes de malha assinaladas a traço vermelho correspondem às correntes de malha usadas para modelar a gaiola rotórica antes da introdução do efeito pelicular e, de acordo com o novo circuito, relacionam-se directamente com as correntes totais que percorrem cada barra da gaiola. As correntes de malha assinaladas a traço azul traduzem a modelação do

circuito num segundo plano, perpendicular ao primeiro, e, do ponto de vista físico, representam a redistribuição de corrente que ocorreria no interior da barra se inicialmente toda a corrente circulasse na secção superior da mesma.

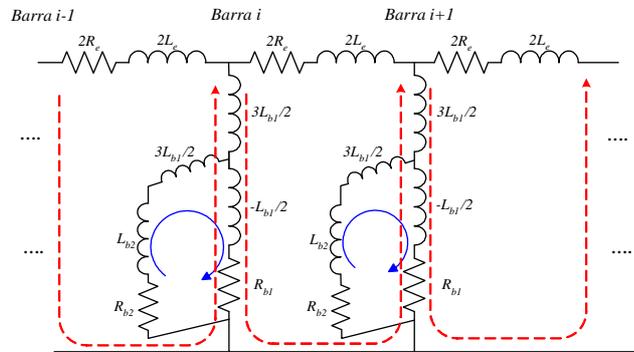


Fig. 8 – Introdução do efeito pelicular no modelo matemático do rotor.

Ainda de acordo com o circuito anterior, e comparativamente a um circuito que não inclui o efeito pelicular, são introduzidas n correntes de malha adicionais, sendo portanto necessárias um total de $2n + 1$ equações para modelar toda a gaiola rotórica do motor.

Relativamente à formulação matricial do modelo do rotor, as matrizes $[R_r]$ e $[L_r]$ terão de ser expandidas de modo a reflectirem as n correntes de malha adicionais. Os valores originais de R_b e L_b devem ser substituídos por R_{b1} e L_{b1} , respectivamente (ver cálculo destes valores no Apêndice A). A formulação matemática detalhada do novo circuito é relativamente simples pelo que será omitida neste ponto, sendo apresentada posteriormente.

Relativamente às indutâncias mútuas entre os circuitos estatóricos e cada malha rotórica do primeiro plano do modelo do rotor, verifica-se não haver qualquer alteração com a introdução do efeito pelicular uma vez que este fenómeno apenas afecta a resistência e indutância de fugas de cada uma das barras da gaiola e não as indutâncias de magnetização de cada uma das malhas rotóricas. Relativamente à indutância mútua entre os circuitos estatóricos e as malhas do rotor situadas no segundo plano do modelo (correntes de malha assinaladas a azul), e uma vez que o seu significado físico é uma redistribuição de correntes dentro da barra, todas elas serão nulas, não havendo portanto qualquer acoplamento magnético entre as correntes de malha adicionais introduzidas pelo efeito pelicular e os circuitos estatóricos.

2.2.2.2 Inclinação das Barras do Rotor

De um modo geral, as gaiolas rotóricas dos motores de indução com potências até 100 kW são concebidas com as barras inclinadas de um determinado ângulo³⁰. Este procedimento visa, por um lado, a diminuição da amplitude dos harmónicos parasitas existentes no binário electromagnético desenvolvido pelo motor, em especial durante o período de arranque e, por outro lado, uma diminuição do nível de ruído emitido [131], [141-144]. Embora associados a este procedimento esteja um conjunto de vantagens inegáveis, para motores de grande potência, em especial para potências acima dos 500 kW, a inclinação das barras do rotor nem sempre é vantajosa, podendo conduzir à existência de correntes interbarras apreciáveis que dão origem a vibrações torcionais, conduzindo deste modo a um aumento do nível de ruído do motor. Para além deste aspecto, a inclinação das barras provoca igualmente uma força axial no veio do motor, o que se traduzirá em maiores esforços nos rolamentos do mesmo. Por outro lado, os rótores de motores de grande potência são habitualmente fabricados, o que torna muito mais difícil, do ponto de vista construtivo, a colocação de barras inclinadas do que a colocação de barras sem qualquer inclinação [141].

Ao passo que a inclinação das barras do rotor do motor é um procedimento conhecido desde longa data, não existe consenso entre os fabricantes acerca do ângulo óptimo de inclinação que deve ser usado [142]. Frequentemente o rotor é inclinado de um ângulo correspondente a um passo de ranhura do estator [141]. Com este valor de inclinação das barras rotóricas, consegue-se atenuar fortemente as forças electromotrizes induzidas na gaiola rotórica devidas ao efeito das ranhuras do estator, reduzindo desta forma as perdas por efeito de Joule correspondentes às correntes eléctricas de alta frequência induzidas no rotor do motor. Em alternativa, outros fabricantes optam por inclinar as barras rotóricas de um ângulo correspondente a um passo de ranhura do rotor. Este procedimento simplifica o projecto e processo de fabrico do rotor³¹ uma vez que este torna-se independente do número de ranhuras do estator do motor. Outros casos há em que a inclinação das barras do rotor é deliberadamente aumentada para além destes valores, numa tentativa de eliminar harmónicos específicos no binário desenvolvido pelo motor.

Independentemente do valor exacto do ângulo de inclinação das barras rotóricas, este está habitualmente compreendido entre os 5 graus e os 30 graus eléctricos.

Com o objectivo de incluir a inclinação das barras rotóricas no modelo matemático do motor, torna-se necessário determinar os efeitos introduzidos por este fenómeno nas

³⁰ Nesta gama de potências, a gaiola rotórica é fabricada, habitualmente, por injeção a quente de uma liga de material condutor.

³¹ No que diz respeito à inclinação das barras mas não em relação a outros aspectos aqui não abordados.

indutâncias de magnetização e indutâncias mútuas das diversas malhas rotóricas, bem como os efeitos introduzidos nas indutâncias mútuas entre as malhas rotóricas e os circuitos estatóricos do motor.

Para este efeito, considere-se a Fig. 9 onde estão representadas duas gaiolas rotóricas com o mesmo comprimento axial (dimensão l), mas em que uma delas possui barras não inclinadas e a outra possui barras com uma inclinação correspondente a um ângulo mecânico α .

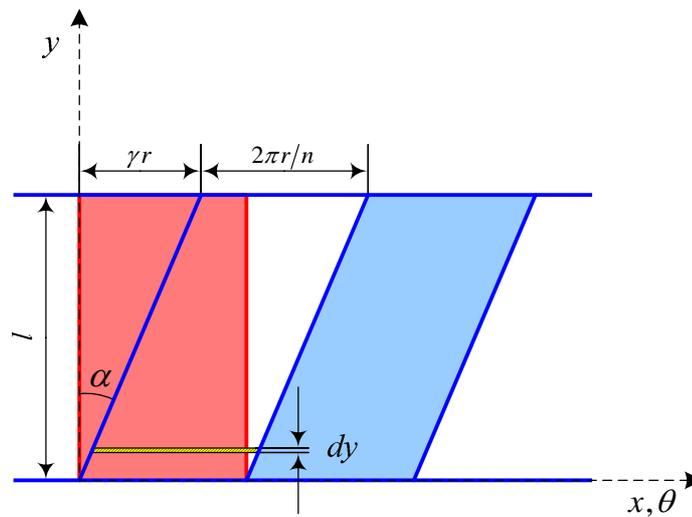


Fig. 9 – Representação parcial de uma gaiola rotórica com barras sem inclinação e de uma outra cujas barras estão inclinadas de um ângulo mecânico α .

Considerem-se também duas malhas rotóricas, uma em cada uma das duas gaiolas, percorridas por correntes eléctricas idênticas³². É possível demonstrar, com o recurso às equações de Maxwell e teorema de Stokes, que a intensidade do campo magnético nas zonas do entreferro do motor adjacentes às áreas assinaladas a azul e a vermelho será a mesma, pelo que a densidade de fluxo magnético nessas duas zonas também será idêntica (admitindo que o fluxo magnético atravessa o entreferro na direcção radial). Por outro lado, por geometria, verifica-se que as áreas do rectângulo vermelho e do paralelogramo azul são iguais, pelo que o fluxo encadeado de magnetização associado às malhas rotóricas de cada uma das duas gaiolas é o mesmo. Prova-se assim que para um mesmo comprimento l , as indutâncias de magnetização e mútuas entre as diversas malhas rotóricas são independentes do ângulo de inclinação das barras e, por conseguinte, iguais aos valores calculados para a situação de barras não inclinadas. Relativamente à indutância de fugas de cada barra rotórica, esta é

³² A malha rotórica da gaiola de barras não inclinadas delimita a área assinalada a vermelho na Fig. 9. A malha rotórica da gaiola de barras inclinadas delimita a área assinalada a azul.

proporcional ao comprimento da barra. Para o caso da gaiola rotórica com barras inclinadas, esta indutância é dada por

$$L_b^{inc} = \frac{L_b}{\cos \alpha} \quad (2.55)$$

em que L_b representa a indutância de fugas de uma barra não inclinada. Atendendo às dimensões habituais das gaiolas rotóricas, particularmente no que se refere ao quociente entre o raio e comprimento axial das mesmas, e considerando ainda o facto de que o ângulo α é relativamente pequeno, poder-se-á considerar $L_b^{inc} \simeq L_b$. Com base nesta aproximação, e atendendo aos resultados anteriores, a indutância de fugas e a indutância própria de cada malha rotórica são independentes do ângulo de inclinação das barras.

Importa agora avaliar o efeito da inclinação das barras na indutância mútua entre os circuitos estatóricos do motor e cada malha da gaiola rotórica. Para este efeito, considere-se um circuito estatórico arbitrário A , com uma função de enrolamento a ele associada dada por $N_A(\theta_m)$, e uma malha rotórica constituída por duas barras adjacentes, cuja função de distribuição de condutores é dada por $n_r(\theta_m, y, \theta_r)$. Neste último caso, devido à inclinação das barras, a função de distribuição de condutores será função do ângulo mecânico θ_m , da variável y e da posição angular mecânica do rotor θ_r . Recorrendo à teoria da função de enrolamento, a indutância mútua entre estes dois circuitos é calculada através da expressão³³

$$L_{Ar}^{inc}(\theta_r) = \frac{\mu_0 r}{g} \int_0^l \int_0^{2\pi} N_A(\theta_m) n_r(\theta_m, y, \theta_r) d\theta_m dy. \quad (2.56)$$

Esta relação é ainda equivalente a

$$L_{Ar}^{inc}(\theta_r) = \int_0^l \frac{\mu_0 r}{g} \int_0^{2\pi} N_A(\theta_m) n_r(\theta_m, y, \theta_r) d\theta_m dy = \int_0^l dL_{Ar}(y, \theta_r) dy, \quad (2.57)$$

em que $dL_{Ar}(y, \theta_r)$ representa a indutância mútua entre o circuito estatórico e uma secção infinitesimal da malha rotórica situada a uma altura y do anel inferior da gaiola (secção assinalada a amarelo na Fig. 9).

Através de considerações geométricas obtidas a partir da Fig. 9, é possível escrever

$$\text{tg } \alpha = \frac{r\gamma}{l}. \quad (2.58)$$

³³ Neste caso, e porque as funções de distribuição de condutores e de enrolamento exibem variações ao longo do eixo y , o integral simples dá lugar ao aparecimento de um integral duplo.

É agora conveniente operar uma mudança de variável no integral da equação (2.57), substituindo a variável γ pelo ângulo θ (medido num referencial rotórico). Para este efeito, e entrando em linha de conta com (2.58), ter-se-á

$$dy = rd\theta \cotg \alpha = \frac{l}{\gamma} d\theta. \quad (2.59)$$

A expressão (2.57) é agora equivalente a

$$L_{Ar}^{inc}(\theta_r) = \int_0^\gamma dL_{Ar}(\theta, \theta_r) \frac{l}{\gamma} d\theta. \quad (2.60)$$

Reconhecendo que o produto $dL_{Ar}(\theta, \theta_r)l$ não é mais do que a função $L_{Ar}(\theta, \theta_r)$, que corresponde à indutância mútua entre o circuito estatórico e uma malha rotórica, para o caso do rotor de barras não inclinadas, a expressão final da indutância mútua, para o caso do rotor de barras inclinadas, é dada por

$$L_{Ar}^{inc}(\theta_r) = \frac{1}{\gamma} \int_0^\gamma L_{Ar}(\theta, \theta_r) d\theta. \quad (2.61)$$

Expressando o ângulo θ num referencial estatórico, a equação anterior assumirá a forma

$$L_{Ar}^{inc}(\theta_r) = \frac{1}{\gamma} \int_{\theta_r}^{\theta_r + \gamma} L_{Ar}(\zeta) d\zeta. \quad (2.62)$$

Nesta última equação, $L_{Ar}(\zeta)$ representa a indutância mútua entre um circuito estatórico A e uma malha rotórica, numa gaiola de barras não inclinadas, em função da posição angular mecânica do rotor ζ . Saliente-se o facto de que γ representa um ângulo mecânico medido em radianos!

Facilmente se constata agora que $L_{Ar}^{inc}(\theta_r)$ corresponde a uma indutância mútua média, calculada no intervalo $[\theta_r, \theta_r \pm \gamma]$ (o sinal positivo ou negativo a usar antes do ângulo γ depende da direcção de inclinação das barras). Torna-se assim evidente que o principal efeito da inclinação das barras do rotor, na modelação do motor, corresponde a uma suavização da função correspondente à indutância mútua entre os circuitos estatóricos e as malhas da gaiola rotórica de barras não inclinadas, não alterando no entanto o valor máximo dessa indutância para os valores usuais do ângulo de inclinação das barras.

A título ilustrativo, apresentam-se de seguida alguns resultados de simulação computacional, obtidos através do uso do modelo matemático desenvolvido anteriormente,

que expressam as variações introduzidas pela inclinação das barras do rotor na indutância mútua entre uma bobina estatórica constituída por 49 espiras, com um passo igual a 7 vezes o passo de ranhura do estator (num estator com 36 ranhuras), e uma malha rotórica composta por duas barras adjacentes com uma inclinação correspondente a um passo de ranhura do rotor (num rotor com um total de 28 barras).

Através da análise dos gráficos que expressam a variação da indutância mútua (e da respectiva função derivada) entre a bobina estatórica e a malha rotórica, em função da posição angular do rotor (Fig. 10), verifica-se que o principal efeito da inclinação das barras é a suavização das "arestas" do gráfico obtido, tal como afirmado anteriormente.



(a)



(b)

Fig. 10 – Influência da inclinação das barras do rotor na indutância mútua entre uma bobina estatórica e uma malha rotórica constituída por duas barras adjacentes e os dois segmentos de anel que as unem: (a) barras sem inclinação; (b) barras com uma inclinação correspondente a um passo de ranhura do rotor.

2.2.2.3 Efeito da Largura Finita dos Condutores

Até este ponto do desenvolvimento matemático, a largura dos condutores constituintes dos enrolamentos do motor foi considerada como infinitamente pequena, isto é, foi ignorado o facto dos condutores ocuparem um determinado espaço físico finito nas ranhuras que os

alojam. Como consequência deste pressuposto, as funções de enrolamento e de distribuição de condutores associadas a uma determinada bobina, quando expressas em função da posição angular θ_m , apresentam variações abruptas que não existirão num motor real. Este facto leva a que as indutâncias mútuas (calculadas) entre os circuitos estatóricos e as malhas rotóricas, expressas em função da posição angular do rotor, contenham harmónicos de ordem elevada que também não existem na realidade.

A fim de aproximar o modelo de simulação, tanto quanto possível, de um motor real, convém pois considerar que quer os condutores (barras) do rotor quer os condutores dos enrolamentos estatóricos ocupam um determinado espaço físico (largura) nas ranhuras que os alojam. Neste sentido, e apenas com ligeiras alterações, o modelo matemático desenvolvido pode facilmente acomodar este fenómeno [114].

A título exemplificativo, considere-se uma bobina constituída por dois condutores alojados nas respectivas ranhuras (Fig. 11).

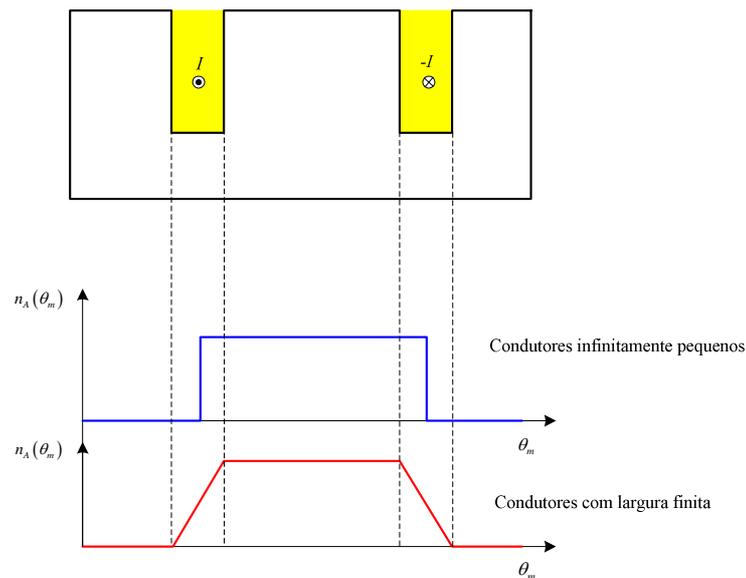


Fig. 11 – Efeito da largura finita dos condutores na função de distribuição de condutores de uma bobina A.

Pode demonstra-se sem grandes dificuldades que a função de distribuição de condutores da bobina é expressa graficamente através da curva a azul caso não se considere a largura finita dos condutores, enquanto que a mesma será dada pela curva a vermelho caso se considere que os condutores têm uma determinada largura finita. É ainda pertinente referir que o valor máximo da função $n_A(\theta_m)$ será o mesmo nestas duas situações. Considerações análogas podem ser tecidas acerca do comportamento da função de enrolamento associada a esta bobina. Verifica-se assim que o efeito proeminente da largura finita dos condutores

consiste na suavização das funções de enrolamento e de distribuição de condutores associadas ao enrolamento em questão. Naturalmente que as indutâncias, como grandezas directamente dependentes destas duas variáveis, irão sofrer também ligeiras alterações, em particular a indutância mútua entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos do motor. Mais uma vez, e à semelhança do que se verifica com a inclinação das barras do rotor, o fenómeno da largura finita dos condutores tem como principal consequência uma suavização da função representativa das indutâncias mútuas entre os circuitos estatóricos e rotóricos, atenuando fortemente os harmónicos espaciais de ordem mais elevada dessas indutâncias.

2.2.2.4 Introdução dos Curtos-Circuitos entre Espiras

Os curtos-circuitos nos enrolamentos estatóricos do motor são aqui simulados como uma ligação externa, efectuada por intermédio de uma impedância do tipo $R-L$, entre os dois pontos da(s) bobina(s) ou espira(s) que se pretende(m) curto-circuitar. O curto-circuito pode ocorrer entre bobinas/espiras pertencentes a uma mesma fase ou a fases distintas. A situação de um curto-circuito entre uma bobina e a carcaça do motor não é aqui contemplada porque, regra geral, essa situação conduz à actuação do equipamento de protecção diferencial inserido na alimentação do motor, desligando-o e inviabilizando dessa forma o uso de uma técnica de diagnóstico em serviço [11].

De modo a introduzir curtos-circuitos no modelo apresentado, dois casos distintos merecem consideração: (i) um curto-circuito entre dois pontos pertencentes ao mesmo grupo de bobinas (não é forçoso que o curto-circuito esteja localizado numa bobina apenas); (ii) um curto-circuito entre dois pontos localizados em grupos de bobinas distintos, pertencentes ou não à mesma fase.

A existência de um curto-circuito, para efeitos de modelação matemática, divide os grupos de bobinas afectados em duas partes, que serão aqui designadas por parte saudável e parte defeituosa. A título exemplificativo, considere-se um arranjo de enrolamentos estatóricos constituído por 12 grupos de bobinas interligados de forma adequada, de modo a obter-se um enrolamento trifásico com dois caminhos em paralelo por fase e uma ligação de equalização entre eles (Fig. 12).

Para não sobrecarregar a Fig. 12, foram omitidas as correntes eléctricas dos grupos de bobinas, que se consideram positivas quando a apontar na direcção do ponto neutro da estrela.

Na ausência de avarias, as correntes eléctricas que circulam nos grupos de bobinas ficam perfeitamente definidas através das 8 correntes de malha designadas por $i_{m1...8}$. Com a

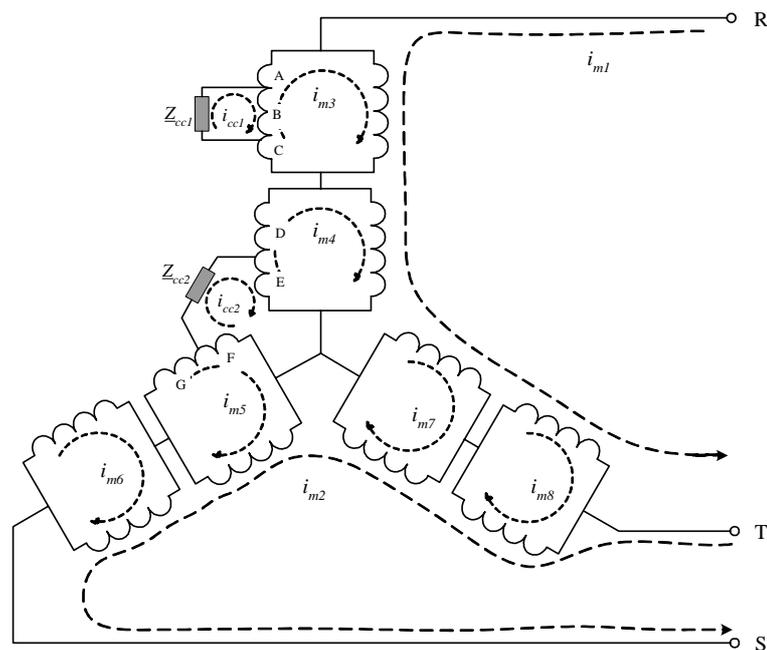


Fig. 12 – Representação esquemática de um enrolamento trifásico com dois curtos-circuitos entre espiras.

introdução do curto-circuito nº 1, o grupo de bobinas afectado é dividido em 3 partes: A , B , C . Como as partes A e C estão ligadas em série, podem ser reduzidas a um grupo de bobinas resultante A' (considerado a parte saudável do grupo de bobinas afectado pelo curto-circuito). A parte B (considerada a parte defeituosa do grupo de bobinas), para efeitos de simulação, pode ser encarada como um grupo de bobinas adicional, cuja modelação implicará a introdução de uma corrente de malha adicional. Os parâmetros destes subgrupos de bobinas (resistências, indutâncias próprias e mútuas, etc.) podem ser determinados de forma idêntica àquela já apresentada para os grupos de bobinas não afectados pela avaria.

Quando o curto-circuito ocorre entre dois pontos localizados em grupos de bobinas distintos (curto-circuito nº 2 da Fig. 12), cada um dos grupos de bobinas afectados é dividido em duas partes, mas a sua modelação apenas dá origem, mais uma vez, à introdução de apenas uma corrente de malha adicional, como facilmente se depreende da análise das correntes de malha da figura anterior. Deste modo, independentemente da localização dos curtos-circuitos, para efeitos de modelação matemática, apenas é necessário introduzir uma nova corrente de malha por cada curto-circuito introduzido.

2.2.2.5 Formulação Matricial do Modelo Detalhado

Assume-se aqui que os enrolamentos estáticos do motor são constituídos por m_s grupos

de bobinas antes da introdução de qualquer curto-circuito. Com base neste pressuposto, e sem considerar por agora qualquer avaria, as equações de tensão relativas aos grupos de bobinas estatóricas bem como relativas às malhas rotóricas (incluindo a malha de anel) podem ser expressas na forma matricial por

$$\begin{bmatrix} [U_{sb}] \\ [0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{sb}] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sb}] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} [L_{sb}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sb}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \right) \quad (2.63)$$

onde

$$[U_{sb}]_{m_b \times 1} = [u_{b1} \quad u_{b2} \quad \cdots \quad u_{bm_b}]^T \quad (2.64)$$

$$[I_{sb}]_{m_b \times 1} = [i_{b1} \quad i_{b2} \quad \cdots \quad i_{bm_b}]^T \quad (2.65)$$

$$[R_{sc}] = \text{diag} (R_{c1} \quad R_{c2} \quad \cdots \quad R_{cm_c}) \quad (2.66)$$

$$[R_{sb}] = [C_c]^T [R_{sc}] [C_c]^{34} \quad (2.67)$$

$$[I_r]_{(2n+1) \times 1} = [i_{r1} \quad i_{r2} \quad \cdots \quad i_{rm} \quad i_{re} \quad | \quad i_{r(n+1)} \quad i_{r(n+2)} \quad \cdots \quad i_{r2n}]^T \quad (2.68)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_{b1} + R_c) & -R_{b1} & 0 & \cdots & -R_{b1} & -R_c & | & R_{b1} & -R_{b1} & 0 & \cdots & 0 \\ -R_{b1} & 2(R_{b1} + R_c) & -R_{b1} & \cdots & 0 & -R_c & | & 0 & R_{b1} & -R_{b1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & | & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -R_{b1} & 0 & 0 & \cdots & 2(R_{b1} + R_c) & -R_c & | & -R_{b1} & 0 & 0 & \cdots & R_{b1} \\ -R_c & -R_c & -R_c & \cdots & -R_c & nR_c & | & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline R_{b1} & 0 & 0 & \cdots & -R_{b1} & 0 & | & R_{b1} + R_{b2} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -R_{b1} & R_{b1} & 0 & \cdots & 0 & 0 & | & 0 & R_{b1} + R_{b2} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & | & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & R_{b1} & 0 & | & 0 & 0 & 0 & \cdots & R_{b1} + R_{b2} \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

$$[L_{sb}] = [L_{lsb}] + [L_{msb}] = \begin{bmatrix} L_{11}^s & L_{12}^s & \cdots & L_{1m_b}^s \\ L_{21}^s & L_{22}^s & \cdots & L_{2m_b}^s \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{m_b,1}^s & L_{m_b,2}^s & \cdots & L_{m_b,m_b}^s \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

³⁴ $[R_{sb}]$ é uma matriz diagonal.

$$[L_{sr}]_{m_b \times (2n+1)} = [L_{rs}]^T = \left[\begin{array}{cccc|c} L_{11}^{sr} & L_{12}^{sr} & \dots & L_{1n}^{sr} & 0 \\ L_{21}^{sr} & L_{22}^{sr} & \dots & L_{2n}^{sr} & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ L_{m_b,1}^{sr} & L_{m_b,2}^{sr} & \dots & L_{m_b,n}^{sr} & 0 \end{array} \right] [0]_{m_b \times n} \quad (2.71)$$

$$[L_r] = \left[\begin{array}{cccc|ccc} L_{mr} + 2(L_{b1} + L_c) & L'_{12} - L_{b1} & L'_{12} & \dots & L'_{12} - L_{b1} & -L_c & -\frac{L_{b1}}{2} & \frac{L_{b1}}{2} & 0 & \dots & 0 \\ L'_{12} - L_{b1} & L_{mr} + 2(L_{b1} + L_c) & L'_{12} - L_{b1} & \dots & L'_{12} & -L_c & 0 & -\frac{L_{b1}}{2} & \frac{L_{b1}}{2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L'_{12} - L_{b1} & L'_{12} & L'_{12} & \dots & L_{mr} + 2(L_{b1} + L_c) & -L_c & \frac{L_{b1}}{2} & 0 & 0 & \dots & -\frac{L_{b1}}{2} \\ \hline -L_c & -L_c & -L_c & \dots & -L_c & nL_c & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -\frac{L_{b1}}{2} & 0 & 0 & \dots & \frac{L_{b1}}{2} & 0 & L_{b1} + L_{b2} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \frac{L_{b1}}{2} & -\frac{L_{b1}}{2} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & L_{b1} + L_{b2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -\frac{L_{b1}}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & L_{b1} + L_{b2} \end{array} \right] \quad (2.72)$$

Os índices c , sb , r e e representam quantidades relativas a bobinas, grupos de bobinas, barras rotóricas e anel terminal da gaiola rotórica, respectivamente. Os índices m e l , quando apostos a quantidades que designam indutâncias, indicam que se trata de indutâncias de magnetização e de fugas, respectivamente. De referir que a matriz de ligação $[C_c]_{m_c \times m_b}$ é introduzida pelo utilizador e assegura a interligação das diversas bobinas constituintes de cada grupo de bobinas.

Com a introdução de n_{cc} curtos-circuitos, algumas das matrizes constantes da formulação matemática anterior sofrem ligeiras modificações. Atendendo ao que foi referido na secção anterior, os grupos de bobinas afectados pelos curtos-circuitos deverão ser divididos em duas partes, resultando num número total de grupos de bobinas igual a m_t , que naturalmente é superior a m_b mas cujo valor exacto depende da localização das avarias. Assim, para acomodar os curtos-circuitos, as matrizes $[R_{sb}]$, $[L_{sb}]$, $[L_{msb}]$ e $[L_{sr}]$ devem ser modificadas de modo a reflectirem as alterações introduzidas aos grupos de bobinas inicialmente definidos. Sendo a matriz diagonal $[R_{sb}]$ aquela que contém os valores das resistências eléctricas de cada um dos grupos de bobinas, a sua alteração é trivial, devendo apenas serem alterados os valores correspondentes aos grupos de bobinas afectados pelos curtos-circuitos e adicionados $m_t - m_b$ novos termos na diagonal. Alteração idêntica deve ser efectuada em

$[L_{sb}]$, sendo no entanto de destacar o facto de se considerar, para efeitos de modelação, que as indutâncias de fugas constantes desta matriz são indutâncias de fugas de ranhura³⁵. Assim, este aspecto, conjugado com os resultados apresentados no Apêndice A, relativos à expressão da indutância de fugas de ranhura de uma dada bobina, conduz a que se considere a indutância de fugas de uma bobina como proporcional ao quadrado do respectivo número de espiras. Deve-se pois entrar em linha de conta com este facto no cálculo das indutâncias de fugas das diferentes partes de uma bobina, quando esta é dividida em duas ou mais partes, resultantes da existência dos curtos-circuitos entre espiras. As alterações necessárias aos elementos de $[L_{msb}]$ e $[L_{sr}]$ também não se revestem de grande complexidade, fruto destas indutâncias serem calculadas através do uso da Função de Enrolamento.

De modo a não criar uma nova notação, substituindo m_b por m_i nas matrizes anteriores, assume-se a partir deste ponto que m_b representa o número total de grupos de bobinas mesmo quando existem curtos-circuitos entre espiras.

As tensões aos terminais de alguns grupos de bobinas (primeiro membro de (2.63)) são desconhecidas e diferentes das tensões de alimentação do motor. Por outro lado, é necessário efectuar a ligação dos enrolamentos do motor à fonte de alimentação, bem como às impedâncias externas que realizam os curtos-circuitos.

De forma a generalizar o modelo matemático, considera-se que a soma da impedância interna da fonte de alimentação e a impedância por fase do cabo de ligação da mesma ao motor pode ser representada por uma resistência R_f em série com uma indutância L_f . Por outro lado, as impedâncias externas de curto-circuito são dadas por

$$Z_{cci} = R_{cci} + j\omega_s L_{cci}, \quad i = 1, 2, \dots, n_{cc}. \quad (2.73)$$

A interligação dos diversos componentes (grupos de bobinas, impedâncias externas de curto-circuito e fonte de alimentação) pode agora ser efectuada através do uso de uma segunda matriz de ligação $[C_{bf}]$, já mencionada anteriormente, e também ela introduzida pelo utilizador.

Por conveniência de modelação, considera-se a matriz de ligação composta por três submatrizes:

³⁵ De acordo com os valores apresentados em [99], para o caso de um motor de indução de 4 kW (380 V, 4 pólos, 36 ranhuras no estator), a indutância de fugas associada às zonas das testas das bobinas representa apenas cerca de 4 % do valor da indutância de fugas de ranhura. Por conseguinte, a primeira parcela da indutância de fugas pode ser desprezada face à segunda, sendo a indutância de fugas total de cada bobina aqui representada apenas pela indutância de fugas de ranhura respectiva.

$$[C_{bf}] = \begin{bmatrix} [C_b]_{m_b \times m} \\ [C_{sc}]_{n_c \times m} \\ [C_{al}]_{3 \times m} \end{bmatrix}. \quad (2.74)$$

A primeira submatriz ($[C_b]$) estabelece as relações matemáticas existentes entre as m correntes de malha e as m_b correntes dos grupos de bobinas; a segunda submatriz ($[C_{sc}]$) relaciona as correntes de malha com as correntes de curto-circuito e a terceira submatriz ($[C_{al}]$) relaciona as correntes de malha com as três correntes de alimentação do motor (i_R, i_S, i_T).

Tendo em conta os novos elementos presentes no circuito, torna-se necessário expandir os vectores $[I_{sb}]$ e $[U_{sb}]$, dando lugar a $[I_{sbf}]$ e $[U_{sbf}]$:

$$[I_{sbf}]_{(m_b+n_{cc}+3) \times 1} = \left[[I_{sb}] \mid [I_{cc}] \mid [i_R \quad i_S \quad i_T] \right]^T \quad (2.75)$$

$$[U_{sbf}]_{(m_b+n_{cc}+3) \times 1} = \left[[U_{sb}] \mid [0] \mid [u_{f1} \quad u_{f2} \quad u_{f3}] \right]^T. \quad (2.76)$$

Com esta nova matriz de ligação são válidas as relações

$$[I_{sbf}] = [C_{bf}] [I_{sm}] \quad (2.77)$$

$$[U_{sm}] = [C_{bf}]^T [U_{sbf}]. \quad (2.78)$$

Por conseguinte, as correntes dos grupos de bobinas relacionam-se com as m correntes de malha (incluindo a(s) corrente(s) de malha do(s) curto-circuito(s)) através da relação

$$[I_{sb}] = [C_b]_{m_b \times m} [I_{sm}]_{m \times 1}, \quad (2.79)$$

podendo as correntes de curto-circuito ser calculadas por intermédio de

$$[I_{cc}] = [C_{sc}]_{n_c \times m} [I_{sm}]_{m \times 1}, \quad (2.80)$$

e as correntes de alimentação do motor calculadas através de

$$[i_R \quad i_S \quad i_T]^T = [C_{al}]_{3 \times m} [I_{sm}]_{m \times 1}. \quad (2.81)$$

Por outro lado, habitualmente os dois únicos elementos não nulos de $[U_{sm}]$ são aqueles correspondentes a duas tensões compostas do sistema de alimentação do motor³⁶.

Atendendo a todas as modificações anteriormente apresentadas, o sistema de equações (2.63) pode agora ser reescrito na forma

$$\begin{bmatrix} [U_{sm}] \\ [0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [C_{bf}]^T [R_{sbf}] [C_{bf}] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sm}] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} [C_{bf}]^T [L_{sbf}] [C_{bf}] & [C_b]^T [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T [C_b] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sm}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \right). \quad (2.82)$$

As matrizes $[R_{sbf}]$ e $[L_{sbf}]$, definidas por

$$[R_{sbf}] = \begin{bmatrix} [R_{sb}] & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & [R_{cc}] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

$$[L_{sbf}] = \begin{bmatrix} [L_{sb}] & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & [L_{cc}] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_f \end{bmatrix}, \quad (2.84)$$

em que

$$[R_{cc}] = \begin{bmatrix} R_{cc1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_{cc2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & R_{ccn_c} \end{bmatrix}_{n_c \times n_c} \quad (2.85)$$

³⁶ Pelo facto do utilizador ter a liberdade de escolha das equações de malha que são usadas, tal liberdade poderá conduzir a formulações onde existe mais do que duas tensões não nulas no vector $[U_{sm}]$. De referir ainda que é o utilizador que especifica este vector, podendo os seus elementos ser iguais ou simétricos a qualquer uma das tensões compostas do sistema de alimentação do motor ou ainda serem elementos nulos.

$$[L_{cc}] = \begin{bmatrix} L_{cc1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & L_{cc2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & L_{ccn_c} \end{bmatrix}_{n_c \times n_c}, \quad (2.86)$$

são versões expandidas de $[R_{sb}]$ e $[L_{sb}]$ de modo a incorporarem as impedâncias externas dos curtos-circuitos e da fonte de alimentação e cabo de ligação, mencionadas anteriormente.

Desenvolvendo (2.82) e juntando ao sistema de equações resultante as duas equações de movimento obtém-se

$$\begin{bmatrix} \frac{[U_{sm}]}{[0]} \\ 0 \\ T_{em} - T_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{sT}] & \Omega_m [C_b]^T \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} & [0] \\ \Omega_m \frac{d[L_{sr}]^T}{d\theta_r} [C_b] & [R_r] & [0] \\ [0] & [0] & \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ B_m & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{[I_{sm}]}{[I_r]} \\ \Omega_m \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_{sT}] & [C_b]^T [L_{sr}] & [0] \\ [L_{sr}]^T [C_b] & [L_r] & [0] \\ [0] & [0] & \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ J_m & 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{[I_{sm}]}{[I_r]} \\ \Omega_m \\ \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

onde

$$[R_{sT}] = [C_{bf}]^T [R_{sbf}] [C_{bf}] \quad (2.88)$$

$$[L_{sT}] = [C_{bf}]^T [L_{sbf}] [C_{bf}]. \quad (2.89)$$

Por último, o binário electromagnético desenvolvido pelo motor pode ser calculado adaptando (2.28) ao caso aqui em estudo, obtendo-se a equação final

$$T_{em} = [I_{sb}]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] = [I_{sm}]^T [C_b]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [I_r] \quad (2.90)$$

O sistema de equações (2.87), complementado com a equação (2.90), possibilita finalmente a simulação numérica do comportamento do motor em qualquer situação de funcionamento, envolvendo ou não avarias. De referir ainda que dada a versatilidade do modelo, este pode ser usado para simular o comportamento do motor em situações de funcionamento menos convencionais.

³⁷ Atendendo a que não existe acoplamento magnético entre os grupos de bobinas estatóricas e a malha de anel e as malhas do segundo plano do rotor (introduzidas para modelar o efeito pelicular), basta considerar as primeiras n colunas de $[L_{sr}]$ e as primeiras n correntes de $[I_r]$ para efeitos de cálculo do binário electromagnético.

2.2.3 Modelo do Conversor de Frequência

O esquema da Fig. 13 ilustra a configuração do conversor de frequência modelado. Nele se pode identificar a fonte de alimentação do accionamento, representada pelas tensões U_{Rf} , U_{Sf} e U_{Tf} . As resistências e indutâncias em série com as três tensões da fonte de alimentação, representam o somatório da impedância interna da fonte com as impedâncias dos cabos de ligação da mesma ao accionamento. Uma ponte rectificadora trifásica a díodos permite a rectificação das tensões de alimentação do conversor enquanto que o módulo de filtragem, constituído por uma bobina de alisamento e um condensador, garante a obtenção de uma tensão aproximadamente constante aos terminais do habitualmente designado barramento DC³⁸. Aos terminais deste barramento encontra-se ligado um circuito constituído por um IGBT em série com uma resistência, usado para dissipar a energia transferida para o barramento DC durante os períodos de travagem dinâmica do motor. O inversor de fonte de tensão, baseado em 6 IGBTs com os respectivos díodos ligados em antiparalelo, garante a obtenção das tensões finais a aplicar aos enrolamentos estatóricos do motor.

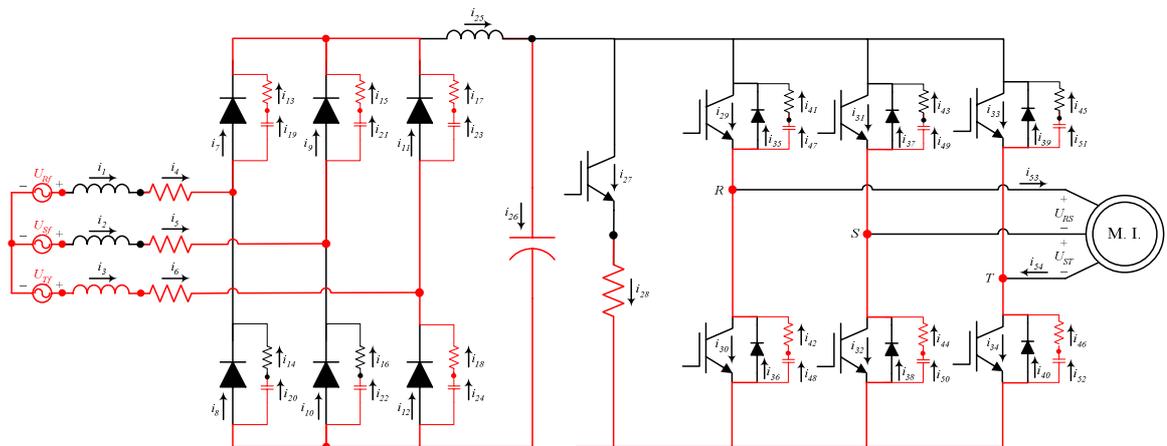


Fig. 13 – Representação esquemática do conversor de frequência de um accionamento eléctrico baseado num inversor de fonte de tensão (VSI) e num motor de indução trifásico.

As malhas *snuber*, constituídas por uma resistência em série com um condensador, ligadas em paralelo com cada um dos semicondutores do rectificador e do inversor, foram incluídas no modelo por forma a garantir uma maior estabilidade numérica na resolução do sistema de equações diferenciais resultante.

³⁸ Refira-se que nos accionamentos mais modernos, baseados em inversores de fonte de tensão, a bobina de alisamento é habitualmente omitida. No entanto, a fim de manter um carácter genérico do accionamento modelado, esta foi incluída no circuito.

2.2.3.1 Opções Adoptadas na Modelação do Conversor [145]

Existem três métodos habitualmente usados na formulação matemática de sistemas de redes lineares e não lineares: (i) nodal; (ii) híbrido; (iii) variáveis de estado. Foi este último o escolhido para modelar o conversor de frequência do accionamento.

De um modo geral, um circuito eléctrico contendo semicondutores pode ser descrito por um sistema de equações do tipo

$$\frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U] \quad (2.91)$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U], \quad (2.92)$$

onde

$[U]$ vector das entradas do sistema (fontes independentes);

$[Y]$ vector das variáveis de saída (correntes e/ou tensões);

$[X]$ vector das variáveis de estado (variáveis independentes);

$[A]$, $[B]$, $[C]$, $[D]$ matrizes de valores reais, designadas por matrizes de estado³⁹.

Foi usado o método da topologia fixa em detrimento do método da topologia variável. Desta forma, as matrizes $[A]$, $[B]$, $[C]$, $[D]$ têm uma dimensão fixa, enquanto que alguns dos seus elementos variam ao longo do tempo devido às comutações dos semicondutores. Cada um dos semicondutores é representado por uma resistência eléctrica de valor elevado quando o semicondutor está no corte e de valor reduzido quando este está em condução.

De molde a obter-se um sistema de equações linearmente independentes foi usado o bem conhecido método dos *cut-sets*. De acordo com este método, a primeira tarefa a realizar é a definição de uma árvore e correspondente co-árvore do circuito a modelar. Embora se possam definir diferentes árvores, existem algumas regras que devem ser tanto quanto possível respeitadas na construção da mesma. Assim, de acordo com estas regras, devem ser incluídos na árvore os ramos do circuito que contêm os seguintes elementos, por ordem decrescente de prioridade: (i) fontes de tensão, (ii) condensadores, (iii) resistências, (iv) semicondutores, (v) indutâncias. É ainda importante salientar que o sistema de equações resultante da aplicação deste método de modelação fará com que sejam as correntes dos

³⁹ A matriz $[A]$ será sempre uma matriz quadrada.

ramos da co-árvore as grandezas calculadas directamente através da resolução do sistema de equações diferenciais resultante. Como mais tarde se pretende interligar os modelos do conversor e do motor, é conveniente que o maior número possível de correntes de saída do inversor pertençam a ramos da co-árvore.

Tendo em conta as regras acima enunciadas, foi escolhida a árvore do circuito representada pelas linhas e elementos assinalados a cor vermelha no esquema da Fig. 13.

Ainda no esquema da Fig. 13, por motivos de legibilidade, foram omitidos os parâmetros eléctricos de cada um dos elementos do circuito. Assim, os elementos resistivos bem como as resistências de condução/corte de cada um dos semicondutores são assumidos como tendo uma resistência eléctrica R_i , $i=1, 2, 3, \dots$, onde i corresponde ao índice da corrente que percorre cada elemento. De forma análoga, os elementos indutivos do circuito terão uma indutância L_i e os elementos capacitivos terão uma capacidade C_i .

Na análise do sistema foi igualmente usado o critério do consumidor ou seja, as tensões aos terminais de cada elemento do circuito têm uma polaridade tal que a corrente que percorre esse elemento aponta do terminal "+" para o terminal "-" dessa tensão.

Apresenta-se de seguida a formulação matemática de todo o circuito de potência do accionamento eléctrico.

2.2.3.2 Formulação Matemática

Tendo em conta o método dos *cut-sets*, as correntes dos ramos da árvore devem ser expressas em função das correntes dos ramos da co-árvore. De seguida, para cada ramo da co-árvore, e aplicando a lei das malhas, é escrita uma equação de tensão de modo a que o percurso percorrido contenha apenas um elemento da co-árvore. Posteriormente, procede-se à simplificação de cada uma destas equações, substituindo as correntes dos ramos da árvore pelas correntes dos ramos da co-árvore. Para o circuito em análise, após estes procedimentos, obtêm-se 16 equações diferenciais do 1º grau, correspondentes a 13 condensadores existentes no circuito e às 3 bobinas pertencentes à co-árvore (com indutâncias L_1 , L_2 e L_{25}). Para além destas equações diferenciais, obtêm-se ainda um sistema de 26 equações lineares. É de salientar o facto de, entre estas 26 equações lineares, duas delas conterem as tensões de saída do inversor (U_{RS} e U_{ST} no esquema da figura anterior). Serão estas duas equações que possibilitarão posteriormente a interligação dos modelos matemáticos do conversor de frequência e do motor, de molde a obter-se um único sistema matricial representativo de todo o accionamento.

O sistema matricial correspondente ao modelo matemático do circuito de potência do conversor é então dado por

$$\begin{bmatrix} A^c \end{bmatrix}_{16 \times 16} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} X^c \end{bmatrix}_{16 \times 1} + \begin{bmatrix} B_{11}^c \end{bmatrix}_{16 \times 16} \begin{bmatrix} X^c \end{bmatrix}_{16 \times 1} + \underbrace{\begin{bmatrix} B_{12}^{c1} \end{bmatrix}_{16 \times 24} \quad \begin{bmatrix} B_{12}^{c2} \end{bmatrix}_{16 \times 2} \quad \begin{bmatrix} B_{12}^c \end{bmatrix}_{16 \times 26} }_{\begin{bmatrix} B_{12}^c \end{bmatrix}_{16 \times 26}} \underbrace{\begin{bmatrix} X^{c1} \end{bmatrix}_{24 \times 1} \quad \begin{bmatrix} X^{c2} \end{bmatrix}_{2 \times 1} \quad \begin{bmatrix} X_{ne}^c \end{bmatrix}_{26 \times 1} }_{\begin{bmatrix} X_{ne}^c \end{bmatrix}_{26 \times 1}} = \underbrace{\begin{bmatrix} U_{RTf} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} U_{STf} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}_{14 \times 1}}_{\begin{bmatrix} U_{alim} \end{bmatrix}_{6 \times 1}} \quad (2.93)$$

$$\begin{bmatrix} B_{21}^c \end{bmatrix}_{26 \times 16} \begin{bmatrix} X^c \end{bmatrix}_{16 \times 1} + \begin{bmatrix} B_{22}^c \end{bmatrix}_{26 \times 16} \begin{bmatrix} X_{ne}^c \end{bmatrix}_{26 \times 1} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}_{24 \times 1} \quad \begin{bmatrix} -U_{RS} \end{bmatrix}_{26 \times 1} \quad \begin{bmatrix} -U_{ST} \end{bmatrix}_{26 \times 1} \quad , \quad (2.94)$$

onde $\begin{bmatrix} X^c \end{bmatrix}$ denota o vector das variáveis de estado e $\begin{bmatrix} X_{ne}^c \end{bmatrix}$ o vector das variáveis não de estado do conversor:

$$\begin{bmatrix} X^c \end{bmatrix} = [i_1 \quad i_2 \quad i_{25} \quad u_{19} \quad u_{20} \quad u_{21} \quad u_{22} \quad u_{23} \quad u_{24} \quad u_{26} \quad u_{47} \quad u_{48} \quad u_{49} \quad u_{50} \quad u_{51} \quad u_{52}]^T \quad (2.95)$$

$$\begin{bmatrix} X_{ne}^c \end{bmatrix} = [i_7 \quad i_8 \quad i_9 \quad i_{10} \quad i_{11} \quad i_{12} \quad i_{14} \quad i_{16} \quad i_{27} \quad i_{29} \quad i_{30} \quad i_{31} \quad i_{32} \quad i_{33} \quad i_{34} \quad \dots \quad \dots \quad i_{35} \quad i_{36} \quad i_{37} \quad i_{38} \quad i_{39} \quad i_{40} \quad i_{41} \quad i_{43} \quad i_{45} \quad i_{53} \quad i_{54}]^T \quad (2.96)$$

A descrição detalhada das matrizes $\begin{bmatrix} A^c \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} B_{11}^c \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} B_{12}^c \end{bmatrix}$, $\begin{bmatrix} B_{21}^c \end{bmatrix}$ e $\begin{bmatrix} B_{22}^c \end{bmatrix}$ encontra-se no Apêndice B.

Com o intuito de interligar os modelos matemáticos do motor e conversor de frequência, é necessário exprimir o vector $\begin{bmatrix} X_{ne}^{c2} \end{bmatrix}$ em função das correntes de malha do modelo dos enrolamentos estáticos do motor

$$\begin{bmatrix} X_{ne}^{c2} \end{bmatrix}_{2 \times 1} = \begin{bmatrix} i_{53} \\ i_{54} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{al} \end{bmatrix}_{3 \times m} \begin{bmatrix} I_{sm} \end{bmatrix}_{m \times 1} \quad (2.97)$$

e posteriormente entrar com esta relação em (2.93).

O sistema de equações (2.93) pode agora ser rescrito como

$$\begin{aligned}
 & \left[A^c \right]_{16 \times 16} \frac{d}{dt} \left[X_e^c \right]_{16 \times 1} + \left[B_{11}^c \right]_{16 \times 16} \left[X_e^c \right]_{16 \times 1} + \left[B_{12}^{c1} \right]_{16 \times 24} \left[X_{ne}^{c1} \right]_{24 \times 1} + \\
 & + \left[B_{12}^{c2} \right]_{16 \times 2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \left[C_{al} \right]_{3 \times m} \left[I_{sm} \right]_{m \times 1} = \left[U_{alim} \right]_{16 \times 1}.
 \end{aligned} \tag{2.98}$$

Encarando $\left[B_{21}^c \right]$ e $\left[B_{22}^c \right]$ como hipermatrizes definidas como

$$\left[B_{21}^c \right] = \begin{bmatrix} \left[B_{21}^{c1} \right]_{24 \times 16} \\ \left[B_{21}^{c2} \right]_{2 \times 16} \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \left[B_{22}^c \right] = \begin{bmatrix} \left[B_{22}^{c1} \right]_{24 \times 24} & \left[B_{22}^{c2} \right]_{24 \times 2} \\ \left[B_{22}^{c3} \right]_{2 \times 24} & \left[B_{22}^{c4} \right]_{2 \times 2} \end{bmatrix} \tag{2.99}$$

o sistema de equações diferenciais (2.98) deve ser complementado pelo sistema de equações lineares dado por

$$\left[B_{21}^{c1} \right] \left[X_e^c \right] + \left[B_{22}^{c1} \right] \left[X_{ne}^{c1} \right] + \left[B_{22}^{c2} \right] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \left[C_{al} \right] \left[I_{sm} \right] = \left[0 \right] \tag{2.100}$$

$$\left[B_{21}^{c2} \right] \left[X_e^c \right] + \left[B_{22}^{c3} \right] \left[X_{ne}^{c1} \right] + \left[B_{22}^{c4} \right] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \left[C_{al} \right] \left[I_{sm} \right] = \begin{bmatrix} -U_{RS} \\ -U_{ST} \end{bmatrix}. \tag{2.101}$$

O modelo matemático do conversor de frequência fica pois perfeitamente definido através das equações (2.98), (2.100) e (2.101).

2.2.4 Interligação dos Modelos Matemáticos do Motor e Conversor de Frequência

De modo a obter-se um modelo matemático global de todo o accionamento, é necessário interligar os modelos do motor e conversor de frequência anteriormente apresentados. Para este efeito, o sistema de equações dado por (2.101) deve ser somado às duas equações do modelo matemático do motor cujas tensões de malha são iguais a U_{RS} e U_{ST} . No entanto, atendendo a que na implementação computacional do modelo do motor é dada ao utilizador a liberdade de escolha do percurso (e sentido) seguido na dedução das equações de malha dos enrolamentos estatóricos⁴⁰, pode acontecer que mais do que duas destas equações contenham tensões de malha não nulas, podendo ainda essas tensões assumir os valores U_{RS} ,

⁴⁰ Neste contexto, o utilizador apenas escolhe os caminhos seguidos ao longo dos percursos fechados de circulação. Não há qualquer liberdade de escolha do número de equações de malha a usar, pois esse número fica bem definido através da expressão (número ramos) – (número nós) + 1.

$-U_{RS}$, U_{ST} , $-U_{ST}$, U_{TR} ou $-U_{TR}$. Assim, de modo a generalizar o processo de interligação dos dois modelos matemáticos, a cada equação que contém uma tensão de malha não nula é necessário adicionar (membro a membro) uma equação ou uma combinação linear de equações de (2.101), de modo a que a equação resultante dessa adição contenha uma tensão de malha nula. Esta operação, aparentemente complexa, pode ser realizada de forma simples através da introdução de uma matriz de ligação dos modelos, designada por $[C_{lig}]_{m \times 2}$, que é gerada automaticamente pelo *software*. Todos os termos do sistema de equações (2.101) são multiplicado à esquerda por $[C_{lig}]$, sendo o sistema de equações resultante posteriormente adicionado às equações de malha dos enrolamentos estáticos do modelo do motor.

O número de linhas da matriz $[C_{lig}]$ é igual ao número de equações de malha utilizado para modelar os enrolamentos estáticos do motor. Os elementos da linha i de $[C_{lig}]$ são gerados de acordo com a tabela abaixo indicada.

Tabela 3 – Elementos da matriz $[C_{lig}]$ em função das tensões das equações de malha dos enrolamentos estáticos do motor.

Tensão da equação de malha i	Elementos da linha i de $[C_{lig}]$
0	$[0 \ 0]$
U_{RS}	$[1 \ 0]$
$-U_{RS}$	$[-1 \ 0]$
U_{ST}	$[0 \ 1]$
$-U_{ST}$	$[0 \ -1]$
U_{TR}	$[-1 \ -1]$
$-U_{TR}$	$[1 \ 1]$

Obtém-se assim a formulação matemática final de todo o accionamento usando o sistema de equações dado por

$$\begin{bmatrix} [0] \\ [0] \\ 0 \\ \frac{T_{em} - T_l}{[U_{alim}]} \end{bmatrix} = [M_1] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \frac{[I_{sm}]}{[I_r]} \\ \Omega_m \\ \theta_r \\ [X_e^c] \end{bmatrix} + [M_2] \begin{bmatrix} \frac{[I_{sm}]}{[I_r]} \\ \Omega_m \\ \theta_r \\ [X_e^c] \end{bmatrix} + [M_3] [X_{nc}^{c1}] \quad (2.102)$$

com

$$[M_1] = \begin{bmatrix} [L_{sT}] & [C_b]^T [L_{sr}] & [0] & [0] \\ [L_{sr}]^T [C_b] & [L_r] & [0] & [0] \\ [0] & [0] & \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ J_m & 0 \end{bmatrix} & [0] \\ [0] & [0] & [0] & [A^c] \end{bmatrix} \quad (2.103)$$

$$[M_2] = \begin{bmatrix} [R_{sT}] + [D_1] & \Omega_m [C_b]^T \frac{d[L_{sr}]}{d\theta_r} & [0] & [C_{lig}] [B_{21}^{c2}] \\ \Omega_m \frac{d[L_{sr}]^T}{d\theta_r} [C_b] & [R_r] & [0] & [0] \\ [0] & [0] & \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ B_m & 0 \end{bmatrix} & [0] \\ [B_{12}^{c2}] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} [C_{al}] & [0] & [0] & [B_{11}^c] \end{bmatrix} \quad (2.104)$$

$$[M_3] = \begin{bmatrix} [C_{lig}] [B_{22}^{c3}] \\ [0] \\ [0] \\ [B_{12}^{c1}] \end{bmatrix} \quad (2.105)$$

$$[D_1] = [C_{lig}] [B_{22}^{c4}] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} [C_{al}]. \quad (2.106)$$

O sistema de equações diferenciais definido por (2.102) pode agora ser resolvido por qualquer método numérico, e em particular pelo método de integração numérica Runge-Kutta de 4ª ordem⁴¹. Como o sistema (2.102) inclui as variáveis não de estado do modelo do conversor de frequência, após cada iteração há necessidade de recalculá-las através do sistema de equações dado por

⁴¹ Embora possa ser utilizado qualquer método de integração numérica, a escolha recaiu no método Runge-Kutta de 4ª ordem pelo facto deste ser bastante estável, condição essa bastante importante na modelação de circuitos que contêm semicondutores de potência. Simultaneamente, a escolha deste método garante também que o erro da solução resultante da resolução do sistema de equações diferenciais é majorado por uma expressão analítica perfeitamente definida, permitindo um ajuste do majorante desse erro através de uma escolha criteriosa do passo de integração numérica.

$$[X_{ne}^{c1}] = -[B_{22}^{c1}]^{-1} \left([B_{22}^{c2}] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} [C_{al}] [I_{sm}] + [B_{21}^{c1}] [X_e^c] \right). \quad (2.107)$$

Por outro lado, após cada iteração, há ainda necessidade de actualizar as matrizes que contêm as resistências eléctricas (de condução e de corte) dos semicondutores de potência por forma a reflectir a sua possível mudança de estado.

2.2.5 Implementação da Estratégia de Controlo do Accionamento

Antes de entrar em detalhes relativos à implementação da estratégia de controlo, recomenda-se a leitura prévia do Apêndice C onde é efectuada uma exposição sucinta dos princípios teóricos fundamentais subjacentes ao controlo directo do binário de motores de indução trifásicos.

2.2.5.1 Aspectos Gerais

De modo a que a simulação computacional seja uma réplica fidedigna do comportamento de um accionamento real, todo o sistema de controlo foi implementado de forma idêntica àquela que seria a implementação numa placa de um processador digital de sinal deste sistema. Tal facto significa que, por exemplo, o valor do binário electromagnético desenvolvido pelo motor, que é calculado com base na co-energia do motor no final de cada iteração do método de integração numérica, não é usado pelo sistema de controlo do accionamento, sendo esta grandeza estimada exactamente da mesma forma que seria num sistema real. O fluxo estatórico é, também ele, uma grandeza estimada. Por conseguinte, torna-se necessário discretizar as equações que permitem calcular estas grandezas.

A equação que permite calcular o fluxo encadeado estatórico é dada por [146]

$$\frac{d\underline{\psi}_s^l}{dt} = \underline{u}_s^l - R_s \dot{i}_s^l. \quad (2.108)$$

Usando o conceito de derivada à esquerda, no instante de discretização k ⁴², a versão discreta da relação anterior assume a forma

$$\underline{\psi}_s^l[k] - \underline{\psi}_s^l[k-1] = \left(\underline{u}_s^l[k] - R_s \dot{i}_s^l[k] \right) \Delta T_d \quad (2.109)$$

⁴² Na realidade o instante de discretização é igual a $k\Delta T_d$ mas optou-se por uma notação mais simples para facilitar a leitura das equações. Atente-se ainda no facto de não haver perigo de confusão entre o instante de discretização e o valor por unidade do número de espiras em curto-circuito (também expresso por k).

onde ΔT_d corresponde ao passo de discretização/integração. Esta equação permite, conhecido o fluxo estatórico no instante anterior e conhecidas as tensões e correntes de alimentação do motor no instante actual, obter uma estimativa do fluxo estatórico no instante actual. De referir que (2.109) contém um erro de modelação pois esta relação só seria exacta se as tensões e correntes de alimentação do motor não variassem durante o período de integração. No entanto, se este período for relativamente curto⁴³, este erro de modelação é bastante pequeno e, por conseguinte, desprezável.

É ainda conveniente particionar a equação anterior segundo os eixos d - q , obtendo-se desta forma as equações

$$\psi_{ds}^l[k] = \psi_{ds}^l[k-1] + (u_{ds}^l[k] - R_s i_{ds}^l[k]) \Delta T_d \quad (2.110)$$

$$\psi_{qs}^l[k] = \psi_{qs}^l[k-1] + (u_{qs}^l[k] - R_s i_{qs}^l[k]) \Delta T_d, \quad (2.111)$$

as quais são directamente implementáveis no programa de simulação computacional. É ainda pertinente referir alguns aspectos inerentes ao cálculo das componentes u_{ds}^l e u_{qs}^l que figuram nas equações anteriores.

O fasor espacial das tensões dos enrolamentos estatóricos do motor, por definição, é dado por

$$\underline{u}_s^l = \frac{2}{3} (u_a + \underline{a} u_b + \underline{a}^2 u_c) \quad (2.112)$$

onde $\underline{a} = \exp(j2\pi/3)$ e u_a, u_b, u_c representam os valores instantâneos das tensões simples do sistema de alimentação do motor. Como as tensões habitualmente medidas são as tensões compostas e não as simples, é conveniente relacioná-las entre si. Assim ter-se-á

$$u_a = u_b + u_{ab} \quad (2.113)$$

$$u_c = u_b + u_{ab} + u_{ca}. \quad (2.114)$$

Após algumas simplificações obtém-se a expressão

$$\underline{u}_s^l = \frac{2}{3} (-\underline{a} u_{ab} + \underline{a}^2 u_{ca}) \quad (2.115)$$

⁴³ Tal é verdadeiro pois esta é uma condição quase que necessária para garantir a convergência do método de integração numérica usado na resolução do sistema de equações diferenciais que rege um sistema com a complexidade daquele aqui modelado. Nos estudos de simulação computacional efectuados com o accionamento com DTC foi usado um passo de integração de 20 μs .

que poderá ser decomposta nas equações

$$u_{ds}^l = \frac{1}{3}(u_{ab} - u_{ca}) \quad (2.116)$$

$$u_{qs}^l = -\frac{1}{\sqrt{3}}(u_{ab} + u_{ca}). \quad (2.117)$$

Estas duas últimas expressões são aquelas que o sistema de controlo de um accionamento real usa para calcular as componentes u_{ds}^l e u_{qs}^l , pois este não possui qualquer sensor capaz de medir as tensões dos enrolamentos estatóricos, limitando-se apenas a medir duas correntes e duas tensões compostas do sistema de alimentação do motor⁴⁴.

Relativamente ao binário electromagnético, esta grandeza é estimada através da relação

$$T_{em} [k] = \frac{3}{2} p (\psi_{ds}^l [k] i_{qs}^l [k] - \psi_{qs}^l [k] i_{ds}^l [k]). \quad (2.118)$$

Refira-se que o binário estimado através de (2.118) apenas é usado pelo sistema de controlo do accionamento, não sendo usado para outro fim que não esse e não substituindo desta forma o verdadeiro binário electromagnético desenvolvido pelo motor que é calculado pelo programa de simulação computacional através da relação matemática baseada na co-energia.

2.2.5.2 Controladores do Binário, Fluxo Estatórico e Velocidade

O sistema de controlo de um accionamento com DTC inclui dois controladores de histerese (Fig. 14).



Fig. 14 – Representação esquemática dos controladores de histerese do binário (controlador de três níveis) e do fluxo estatórico (controlador de dois níveis)⁴⁵.

⁴⁴ Na realidade, em alguns accionamentos, apenas é medida a tensão do barramento DC, pois com o conhecimento do valor desta grandeza e sabendo o estado de condução de cada um dos semicondutores comandados do inversor, é possível estimar as tensões simples (ou compostas) do sistema de alimentação do motor.

⁴⁵ No eixo horizontal destes “gráficos” está representado o sinal erro enquanto que o eixo vertical denota o sinal de saída dos controladores. Para mais detalhes consultar o Apêndice C.

As larguras das bandas de histerese dos controladores do fluxo e binário, iguais a $2\Delta\psi$ e $2\Delta T$, respectivamente, condicionarão o conteúdo harmónico das correntes de alimentação do motor. Não obstante este facto, a largura da banda de histerese do controlador do fluxo é habitualmente muito pequena em valor absoluto e também pequena quando comparada com a largura da banda de histerese do controlador do binário. Valores típicos para estas bandas de histerese são cerca de 1 % – 3 % do valor do fluxo de referência (para o controlador do fluxo) e cerca de 5 % – 10 % do valor do binário de referência (para o controlador do binário) mas estes valores dependerão naturalmente da potência nominal do motor e das características do mesmo, com especial destaque para os valores das resistências e reactâncias de fugas dos enrolamentos estatóricos e rotóricos. O princípio de funcionamento destes controladores está descrito em detalhe no Apêndice C, pelo que se dispensa quaisquer comentários adicionais. Resta apenas referir que a conjugação dos sinais de saída destes dois controladores, com o conhecimento do número do sector onde o fasor espacial do fluxo encadeado estatórico está situado em cada instante de comutação e a tabela de comutações da estratégia de controlo (ver Apêndice C), permitem gerar imediatamente os sinais de comando dos 6 IGBTs do inversor.

Quando o accionamento funciona com uma malha de realimentação da velocidade, há necessidade de usar um controlador de velocidade, que tipicamente é do tipo proporcional-integral (PI). O sinal de saída, $y(t)$, relaciona-se com o sinal de entrada $e(t)$ deste controlador através da equação

$$y(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt, \quad (2.119)$$

onde K_p e T_i representam o ganho proporcional e tempo integral, respectivamente.

Para ser implementável num sistema digital, (2.119) tem que ser discretizada. Uma possível discretização desta expressão conduz à equação

$$y[k] = y[k-1] + K_p (e[k] - e[k-1]) + \frac{K_p}{T_i} \Delta T_d e[k]. \quad (2.120)$$

Para sintonizar o controlador PI, haverá agora que escolher os parâmetros k_p e T_i . Para este efeito, poderão aplicar-se algumas regras do controlo clássico, nomeadamente o método de Ziegler-Nichols em malha fechada ou outro alternativo [147].

2.3 Validação do Modelo

Por forma a validar o modelo matemático desenvolvido, foi simulado, numa primeira fase, um motor de indução trifásico de 15 kW, 400 V, 29.5 A, 50 Hz, 1450 rpm, de características idênticas àquele que foi usado nos ensaios laboratoriais. Os resultados obtidos por simulação computacional foram posteriormente confrontados com os resultados experimentais, por forma a ser efectuado um ajuste fino dos parâmetros do modelo, conseguindo-se no final uma muito boa concordância entre os resultados obtidos por estas duas vias⁴⁶. É apresentado de seguida um extracto elucidativo de tais resultados, atestando desta forma a validade do modelo matemático proposto⁴⁷.

Encontram-se na Fig. 15 alguns resultados obtidos por simulação numérica, relativos ao arranque do motor quando este é alimentado por um sistema de tensões sinusoidais.

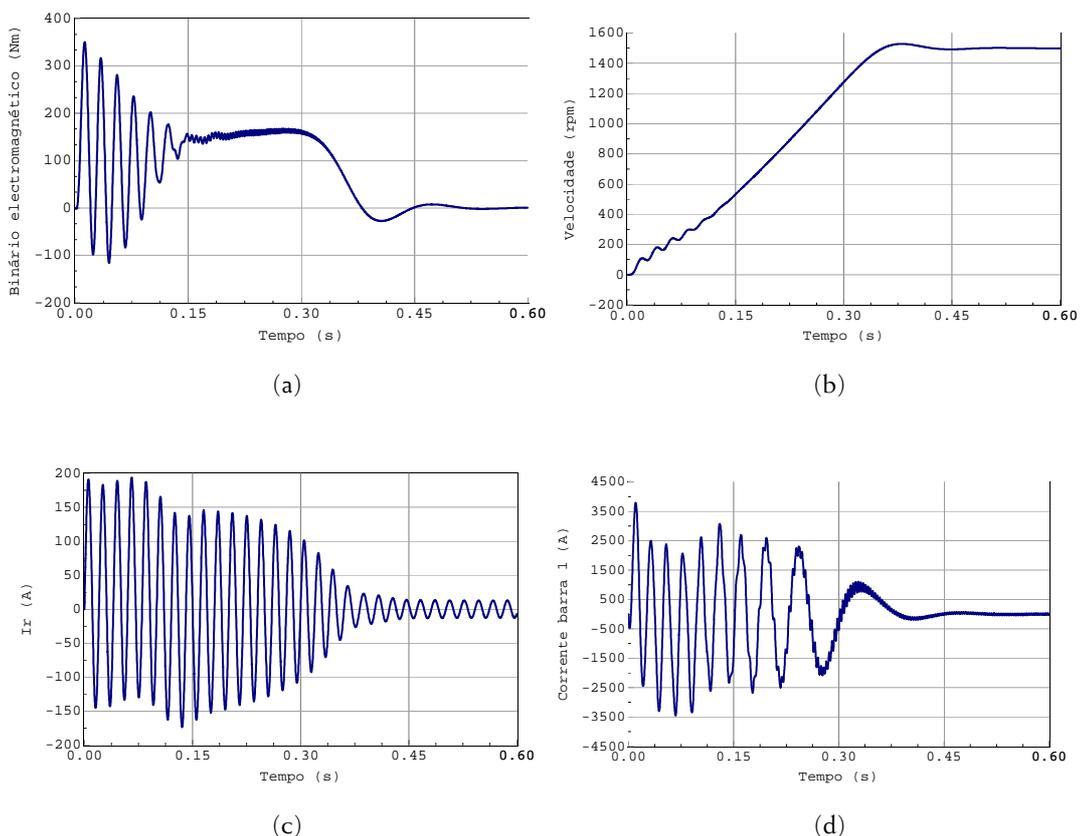


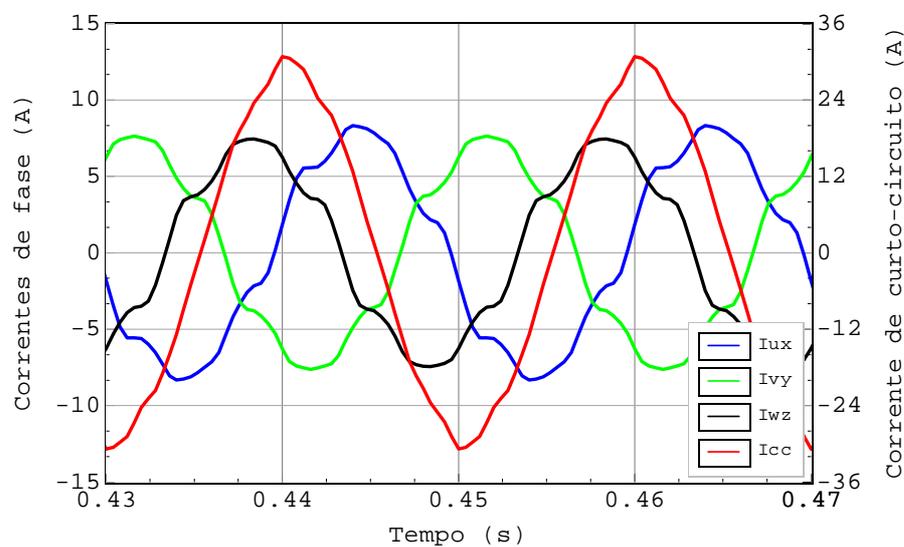
Fig. 15 – Resultados obtidos com o modelo de simulação computacional relativos ao arranque do motor em vazio: (a) binário electromagnético; (b) velocidade de rotação do rotor; (c) corrente de alimentação do motor; (d) corrente eléctrica numa barra rotórica.

⁴⁶ Para se obter uma estimativa inicial dos parâmetros a inserir no modelo matemático, foram usados os dados recolhidos durante a realização do ensaio em vazio e com o rotor travado do motor, assim como alguns detalhes construtivos do mesmo e informação constante da chapa de características e do catálogo do motor.

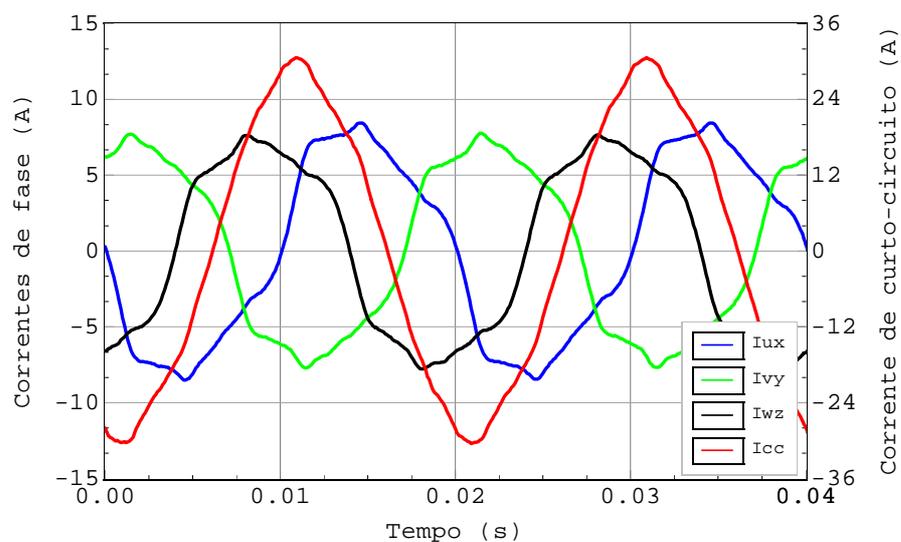
⁴⁷ Podem ser encontradas no Apêndice D as características mais relevantes do motor de 15 kW usado nos ensaios experimentais, bem como os parâmetros relativos ao mesmo, usados no modelo matemático. Estão ainda registadas neste Apêndice as características e especificações técnicas do sistema de instrumentação usado nos ensaios experimentais.

Qualitativamente, os resultado anteriores são idênticos àqueles habitualmente documentados relativamente a este regime transitório do motor.

Apresenta-se na Fig. 16 as formas de onda das correntes dos enrolamentos e de curto-circuito, relativos ao funcionamento do motor com 12 espiras curto-circuitadas no enrolamento $U-X$. De modo a limitar o valor da corrente de curto-circuito a um valor aceitável, protegendo deste modo os enrolamentos do motor, foi usada uma resistência de curto-circuito $R_{cc} = 1.4 \Omega$. Por outro lado, verificou-se que o sistema de tensões de alimentação do motor, usado nos ensaios experimentais, continha um quinto e um sétimo



(a)



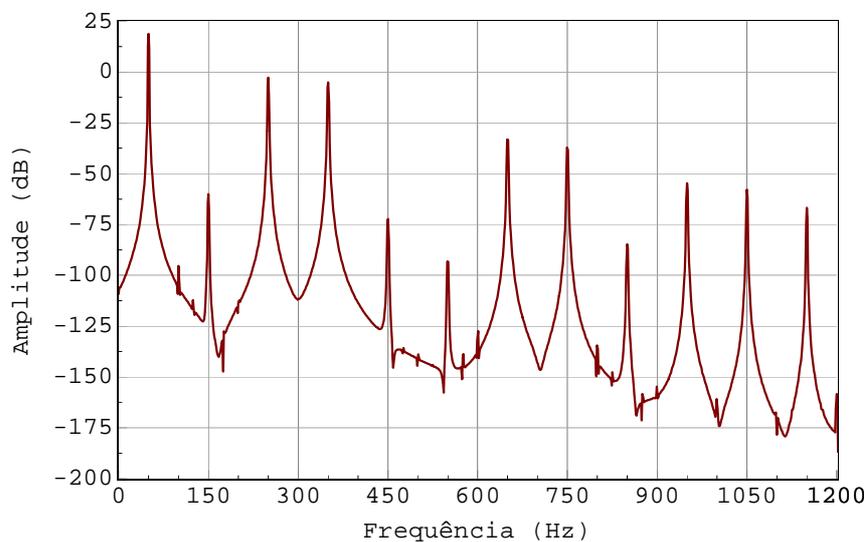
(b)

Fig. 16 – Resultados obtidos para o caso do motor de indução trifásico de 15 kW a funcionar em vazio, com 12 espiras em curto-circuito no enrolamento $U-X$: (a) resultados de simulação; (b) resultados experimentais.

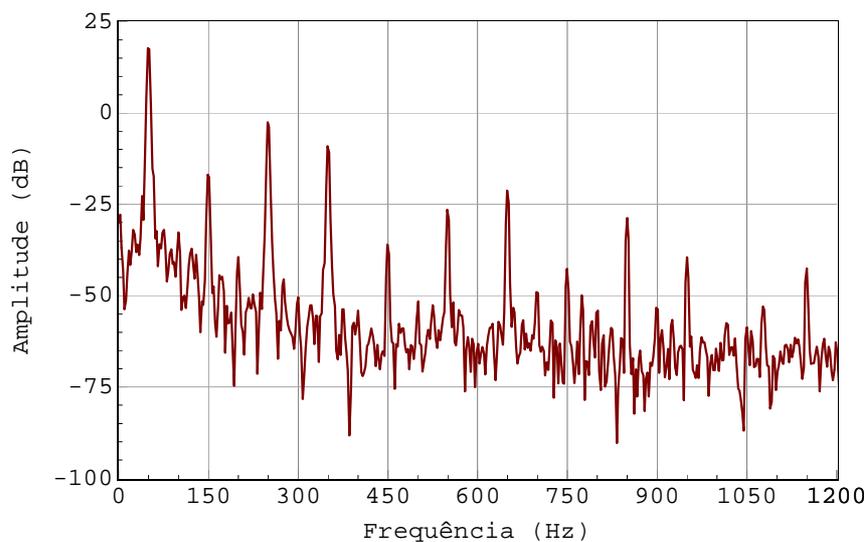
harmónico, cujas amplitudes representavam, respectivamente, 2.7 % e 3 % do valor da amplitude do termo fundamental de tal sistema de tensões. Estes harmónicos foram também tidos em conta na simulação computacional efectuada nesta secção a fim de se poderem comparar resultados obtidos nas mesmas condições de funcionamento do motor.

Comparando os resultados experimentais com os de simulação computacional, verifica-se que existe uma boa concordância entre ambos ficando assim demonstrado o bom desempenho do modelo matemático desenvolvido.

A Fig. 17 contém os espectrogramas de uma das correntes eléctricas de alimentação do motor quando este funciona em condições idênticas àquelas documentadas na figura anterior.



(a)



(b)

Fig. 17 – Espectrograma da corrente de alimentação do motor (fase R), para as mesmas condições de funcionamento documentadas na figura anterior: (a) resultados de simulação; (b) resultados experimentais.

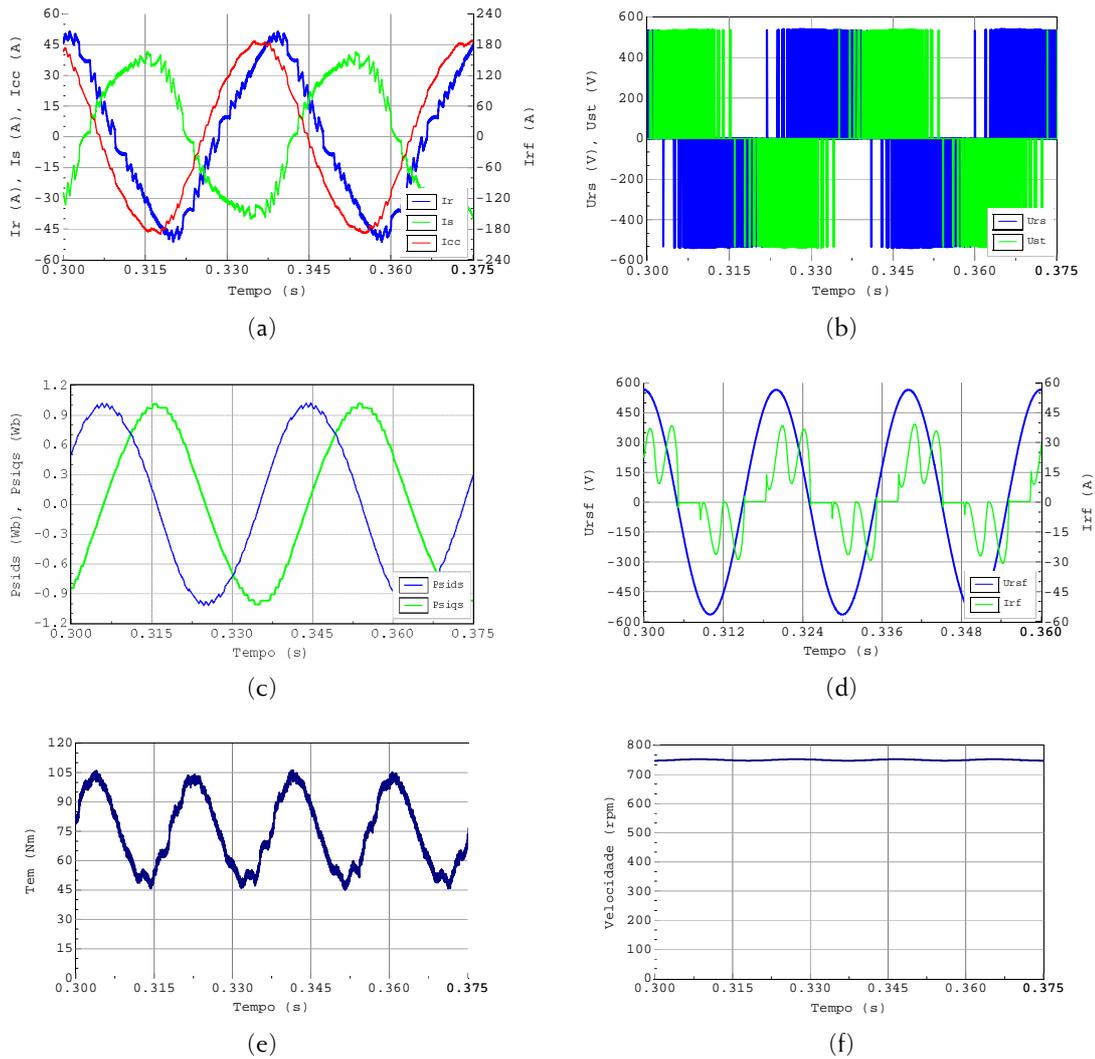


Fig. 19 – Resultados de simulação relativos ao funcionamento do accionamento, com uma velocidade de referência de 750 rpm, um binário de carga constante de 75 Nm, e com o motor a funcionar com 6 espiras curto-circuitadas no enrolamento *U-X*: (a) duas correntes de alimentação do motor e corrente de curto-circuito; (b) duas tensões compostas de alimentação do motor; (c) componentes do fluxo estatórico estimado pelo sistema de controlo; (d) uma tensão composta e uma corrente de alimentação do accionamento; (e) binário electromagnético (real) desenvolvido pelo motor; (f) velocidade de rotação do rotor.

Na Fig. 20 podem ser observadas as formas de onda relativas às correntes de alimentação e dos enrolamentos estatóricos do motor, assim como a forma de onda da corrente de curto-circuito.

Neste caso, os resultados experimentais e de simulação são, de um modo geral, concordantes. Uma análise espectral, realizada às correntes eléctricas que circulam nos três enrolamentos estatóricos do motor, demonstra que tais correntes contêm um terceiro harmónico, sendo ele o principal responsável pela deformação das formas de onda das correntes obtidas experimentalmente. Com a excepção deste aspecto, se a comparação entre os resultados experimentais e os de simulação for efectuada com base nas amplitudes dos termos fundamentais das correntes eléctricas em causa, a concordância entre eles é boa.

Nos espectrogramas da Fig. 17, é visível um vasto conjunto de harmónicos da corrente eléctrica de alimentação do motor, consequência directa dos harmónicos espaciais da força magnetomotriz que por sua vez são o resultado da distribuição discreta dos condutores dos enrolamentos e da presença da avaria. Ao compararem-se os resultados experimentais com os de simulação computacional, verifica-se que quase todos os harmónicos visíveis no espectrograma da Fig. 17(b) estão também presentes na Fig. 17(a). Apenas são de registar pequenas discrepâncias nas amplitudes de alguns harmónicos da corrente eléctrica, que ficam a dever-se ao facto do modelo matemático ignorar fenómenos tais como a saturação magnética, variações da permeância magnética ao longo do entreferro, etc. Mesmo assim, pode considerar-se que existe uma boa concordância entre os resultados experimentais e os de simulação computacional, atestando deste modo a validade do modelo matemático desenvolvido.

Uma outra prova à validade do modelo matemático pode ser efectuada comparando os resultados experimentais e de simulação computacional correspondentes aos valores da corrente de curto-circuito, obtidos para diferentes extensões da avaria. De facto, outros autores têm encontrado grandes dificuldades em obter uma boa concordância entre os valores desta grandeza obtidos por simulação computacional com aqueles registados experimentalmente.

Na Fig. 18 apresenta-se um gráfico ilustrativo da boa concordância obtida com o modelo matemático aqui proposto.

Verifica-se que quando se considera um curto-circuito franco ($R_{cc} = 0 \Omega$), não há uma

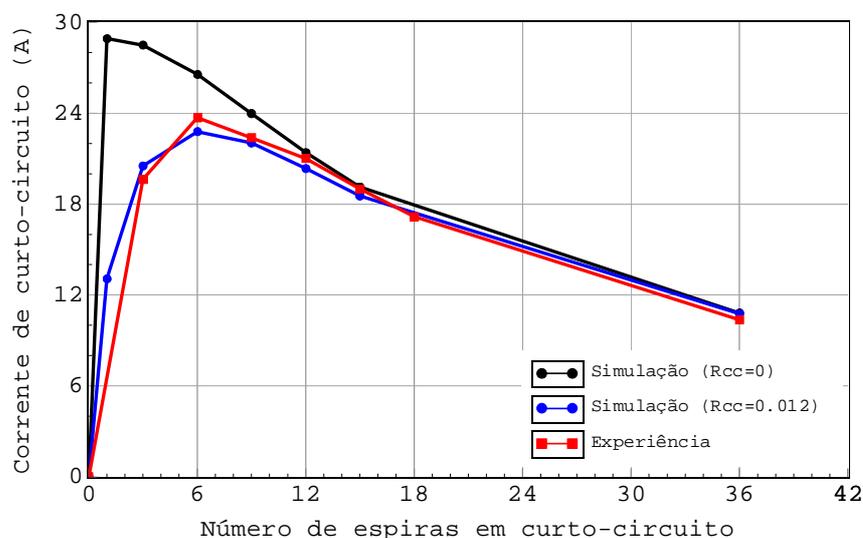


Fig. 18 – Evolução da amplitude da corrente de curto-circuito com o número de espiras curto-circuitadas (a tensão de alimentação do motor é de 50 V).

concordância muito boa entre os resultados experimentais e os de simulação, para um número reduzido de espiras em curto-circuito. Isto deve-se ao facto de, para pequenas extensões da avaria, a resistência de contacto, que é inerente a qualquer ensaio experimental, ter um papel preponderante na impedância total oferecida à passagem da corrente de curto-circuito. Nessas condições, a impedância interna oferecida pelos enrolamentos do motor à passagem da corrente de curto-circuito é da mesma ordem de grandeza da resistência de contacto. Para maiores extensões da avaria, a impedância interna oferecida pelo motor à passagem da corrente de curto-circuito aumenta, tornando menos importante o papel desempenhado pela resistência de contacto R_{cc} .

Se no estudo de simulação for usada uma resistência de contacto de $12 \text{ m}\Omega$, então a concordância entre os resultados obtidos por simulação computacional e experimentais é muito boa, demonstrando uma vez mais a versatilidade do modelo e a precisão dos resultados através dele obtidos.

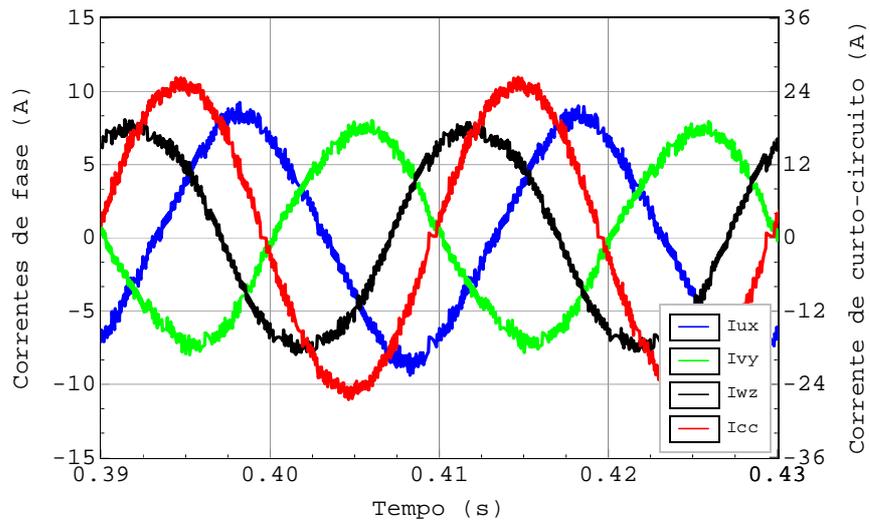
Os resultados anteriores foram obtidos com o motor alimentado directamente pela rede. Aqueles apresentados de seguida foram obtidos com um accionamento com DTC.

Na Fig. 19 apresentam-se alguns resultados obtidos por simulação computacional, relativos ao funcionamento do accionamento com DTC, quando o motor, com os enrolamentos estáticos ligados em triângulo, funciona com 6 espiras curto-circuitadas no enrolamento $U-X$.

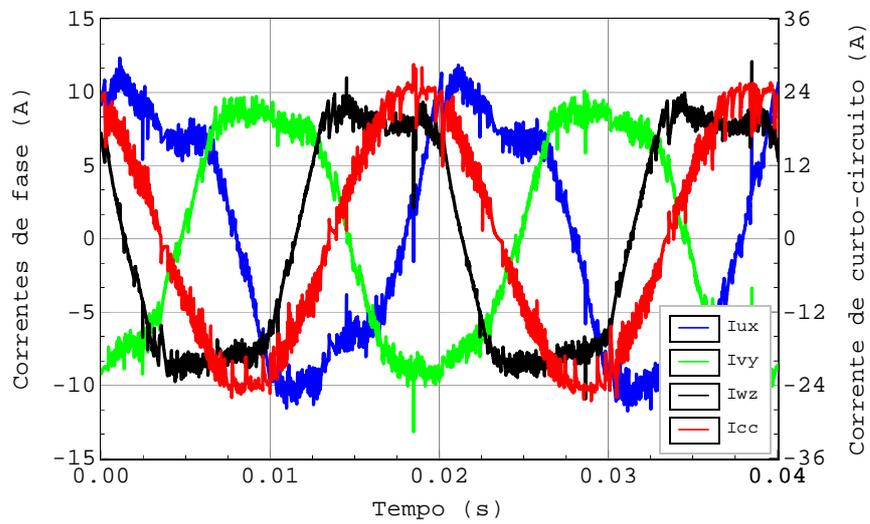
Também nesta situação de funcionamento, os resultados obtidos por simulação numérica estão de acordo com aqueles que seriam expectáveis. Assim, do ponto de vista da fonte de alimentação do accionamento, a existência da avaria não é perceptível, como se depreende da análise das formas de onda da Fig. 19(d). Por outro lado, podem ser observadas na Fig. 19(b) as formas de onda típicas das tensões de saída de um conversor de frequência com DTC.

O binário electromagnético contém uma forte componente alternada ao dobro da frequência do termo fundamental do sistema de alimentação do motor, consequência directa da presença da avaria (Fig. 19(e)), ao passo que a velocidade de rotação do rotor exhibe ligeiras oscilações de velocidade a essa mesma frequência, as quais resultam das oscilações do binário electromagnético (Fig. 19(f)).

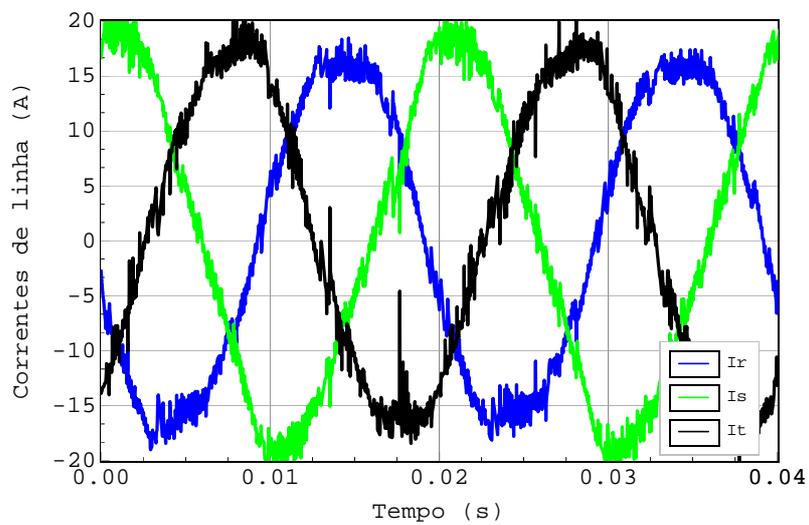
Relativamente às componentes, segundo os eixos $d-q$, do fluxo encadeado estático, calculadas com base no estimador do fluxo magnético do sistema de controlo do accionamento, a presença da avaria não é muito perceptível (Fig. 19(c)). Este facto será discutido em maior detalhe nos próximos capítulos desta dissertação.



(a)



(b)



(c)

Fig. 20 – Funcionamento do accionamento com DTC, com o motor de indução a funcionar em vazio e com 12 espiras em curto-circuito no enrolamento U-X: (a) resultados de simulação; (b),(c) resultados experimentais.

Observando os resultados obtidos experimentalmente, quando o motor funciona sem avarias, verifica-se que o terceiro harmónico da corrente eléctrica está presente mesmo nesta situação de funcionamento (Fig. 21).

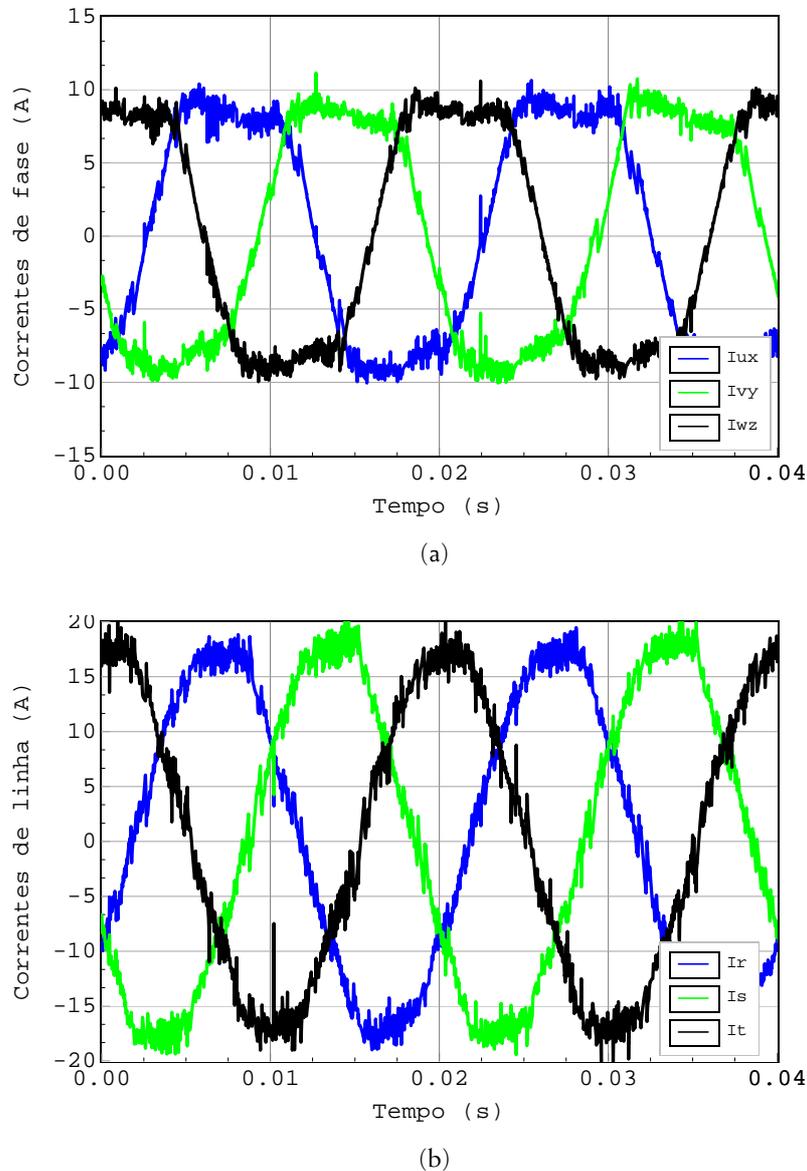


Fig. 21 – Resultados experimentais relativos ao funcionamento de um accionamento com DTC, com o motor a funcionar em vazio e na ausência de avarias: (a) correntes nos enrolamentos estatóricos; (b) correntes de alimentação do motor.

Tal facto sugere que a presença do terceiro harmónico nas correntes dos enrolamentos estatóricos está directamente relacionada com a existência de saturação no circuito magnético do motor. Este facto é ainda corroborado pelos resultados experimentais e de simulação apresentados em [148], [149]⁴⁸.

⁴⁸ Ver formas de onda das correntes dos enrolamentos estatóricos do motor, com estes ligados em triângulo.

Face os resultados apresentados anteriormente e a outros, realizados para diferentes condições de funcionamento do motor, com e sem avarias, fica demonstrada a validade, versatilidade e utilidade do modelo matemático desenvolvido para o estudo de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos.

2.4 Desenvolvimento de um Modelo Matemático Simplificado

O modelo matemático desenvolvido anteriormente, embora bastante útil do ponto de vista da obtenção de resultados numéricos com alguma precisão, contemplando um conjunto variado e diverso de fenómenos que ocorrem num motor de indução real, não se presta no entanto a uma análise mais qualitativa do seu comportamento, em especial quando na presença de avarias. Por outro lado, um modelo matemático mais simples do que o modelo detalhado permite obter relações matemáticas aproximadas entre as diversas grandezas e parâmetros que caracterizam o funcionamento do motor, facilitando deste modo o desenvolvimento de novas estratégias de diagnóstico e possibilitando simultaneamente a quantificação da extensão da avaria. Por estes motivos, para além do modelo matemático detalhado apresentado anteriormente, extensivamente usado ao longo deste trabalho, foi ainda desenvolvido um modelo simplificado onde tais relações matemáticas e interdependências são mais visíveis.

O modelo matemático simplificado aqui desenvolvido assenta em pressupostos idênticos aqueles habitualmente utilizados para deduzir os esquemas equivalentes clássicos do motor em eixos $d-q-0$. De acordo com este modelo, os três enrolamentos rotóricos do motor são assumidos como tendo uma distribuição sinusoidal, estando desfasados entre si de um ângulo correspondente a 120 graus eléctricos. Considera-se também que os três enrolamentos do estator têm uma distribuição sinusoidal e estão desfasados de 120 graus eléctricos. No entanto, um destes enrolamentos estatóricos (por exemplo o enrolamento correspondente à fase A – enrolamento $U-X$) é afectado por um curto-circuito entre espiras, sendo esta avaria simulada através da introdução de uma resistência de curto-circuito R_{cc} . A relação entre o número de espiras curto-circuitadas e o número total de espiras em série do enrolamento afectado pela avaria é, por definição, igual a k . Por forma a simplificar a dedução deste modelo, considera-se que o enrolamento afectado pela avaria é dividido em dois subenrolamentos situados ao longo do mesmo eixo magnético⁴⁹. Na Fig. 22 apresenta-se uma representação esquemática dos enrolamentos do motor de acordo com este modelo

⁴⁹ Naturalmente que na realidade, dependendo da localização das espiras curto-circuitadas, o eixo magnético destes dois subenrolamentos não será exactamente o mesmo. No entanto, tratando-se de um modelo aproximado, e atendendo a que haverá situações em que estes dois eixos coincidem, esta aproximação poderá ser considerada como razoável.

simplificado.

O desenvolvimento matemático deste modelo está documentado no Apêndice E. De um modo geral, estabelecem-se as equações de tensão e fluxo, em coordenadas de fase, para cada um dos enrolamentos. Estabelece-se ainda a equação do binário electromagnético desenvolvido pelo motor. De seguida, após algumas manipulações matemáticas, as equações correspondentes aos dois subenrolamentos são condensadas numa só e o sistema de equações resultante é transformado para eixos $d-q-0$. Após algumas simplificações, obtêm-se as equações finais de tensão, fluxo encadeado e binário, em eixos $d-q-0$, que permitirão no capítulo seguinte o desenvolvimento da técnica de diagnóstico designada por método dos referenciais múltiplos.

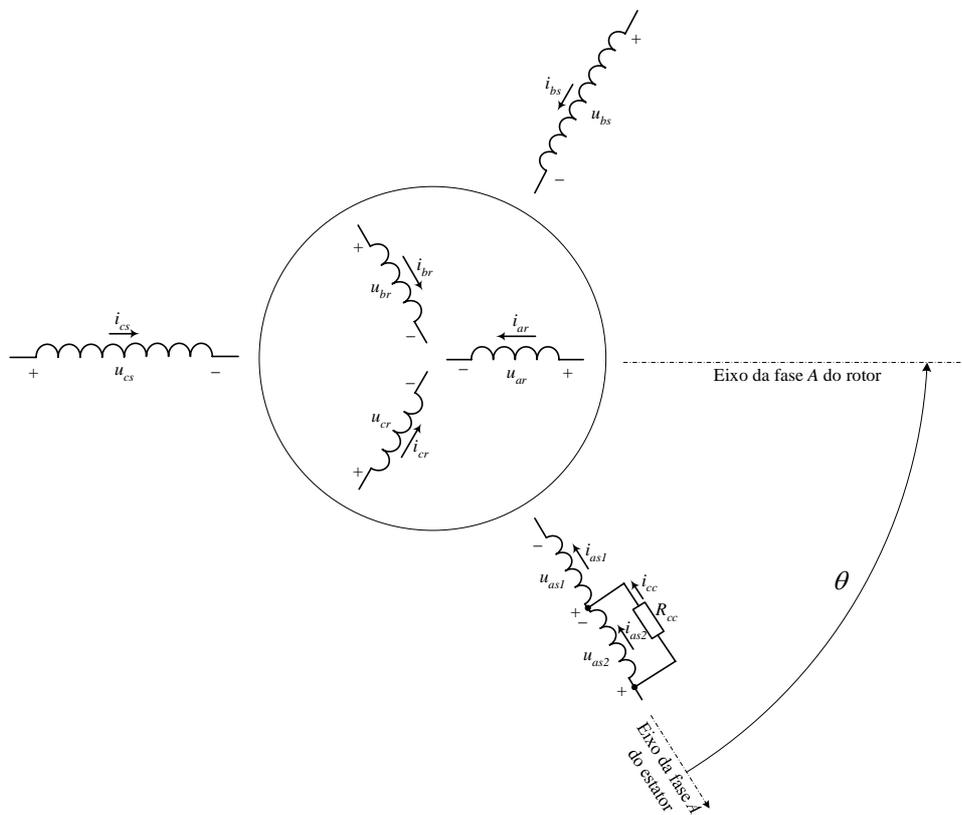


Fig. 22 – Representação esquemática dos enrolamentos de um motor de indução trifásico com um curto-circuito num dos enrolamentos estatóricos, de acordo com o modelo simplificado.

3 | Análise e Diagnóstico da Avaria

Este capítulo tem como objectivo a análise do funcionamento dos motores de indução trifásicos na presença de avarias nos enrolamentos estatóricos, quer quando tais motores são alimentados por fontes de tensão sinusoidal quer quando estes são parte integrante de accionamentos com DTC. É igualmente efectuada uma avaliação crítica das diversas possibilidades de diagnóstico da avaria, enfatizando as virtudes e vicissitudes de cada uma delas. O capítulo culmina com o desenvolvimento de uma nova técnica de diagnóstico, designada por método dos referenciais múltiplos, a qual constitui uma ferramenta que pode ser usada no diagnóstico da avaria aqui em estudo ou no diagnóstico de qualquer outra desde que a mesma tenha um impacto numa ou mais correntes eléctricas de alimentação do motor.

São apresentados de seguida alguns resultados de simulação computacional e experimentais, ilustrativos das consequências mais preponderantes da avaria em estudo, para ambos os tipos de alimentação. É dado um maior destaque aos efeitos introduzidos pela avaria nas grandezas eléctricas que se afiguram como mais plausíveis para serem usadas no processo de diagnóstico. A menos que algo seja explicitamente dito em contrário, os resultados a seguir apresentados dizem respeito ao motor de indução cujas características foram já anteriormente mencionadas e que constam do Apêndice *D*. Doravante este motor será, de forma simplista, apelidado de motor de 15 kW. Sempre que tal se justifique, serão tecidas algumas considerações relativas a motores com características diferentes deste, por forma a generalizarem-se, tanto quanto possível, as conclusões do trabalho aqui descrito.

3.1 Funcionamento do Motor com Avarias nos Enrolamentos Estatóricos

Com base no uso do modelo matemático detalhado do motor de 15 kW, apresentam-se de seguida alguns resultados de simulação computacional relativos a diversas situações de funcionamento deste motor. A menos que algo seja mencionado em contrário, considera-se que a carga mecânica acoplada ao motor representa um binário de carga proporcional à velocidade de rotação do rotor⁵⁰.

3.1.1 Alimentação Sinusoidal

Em condições normais, isto é, na ausência de avarias, as três correntes de alimentação do motor têm a mesma amplitude (Fig. 23(a)). Uma análise espectral realizada aos sinais correspondentes a qualquer uma destas três correntes revela a existência de um conjunto variado de harmónicos cuja proveniência se fica a dever aos harmónicos espaciais da força magnetomotriz produzida pelos enrolamentos do estator e rotor, resultantes da distribuição discreta dos condutores nas ranhuras. De entre o conjunto de harmónicos visíveis nos espectrogramas das correntes de alimentação do motor, destacam-se os harmónicos das ranhuras do rotor (RSH) que aparecem a frequências dadas por [146], [150]

$$f_{rsb} = \left[\frac{n}{p}(1-s) \pm 1 \right] f_s \quad (3.1)$$

onde n , p , s e f_s designam o número de barras do rotor, o número de pares de pólos do motor, o deslizamento do rotor e a frequência do termo fundamental das tensões de alimentação, respectivamente. Com base nos resultados publicados recentemente em [151], [152], demonstra-se que, para o caso de um motor perfeitamente simétrico, cada um dos dois RSH dados por (3.1) apenas será detectável na corrente eléctrica de alimentação do motor (independentemente do tipo de ligação dos enrolamentos) nas seguintes condições:

- ✧ o RSH dado por (3.1) usando o sinal "-" na equação apenas é detectável se $n/p - 1 = \mu$, onde μ representa a ordem de qualquer um dos harmónicos espaciais que os enrolamentos estatóricos do motor têm capacidade de criar;
- ✧ o RSH dado por (3.1) usando o sinal "+" na equação apenas é detectável se $n/p + 1 = \mu$.

⁵⁰ O binário de carga é dado por $T_l = 0.32\Omega_m$, o que representa um nível de carga próximo dos 50 % do valor do binário nominal do motor (quando este é alimentado por um sistema de tensões com uma frequência de 50 Hz).

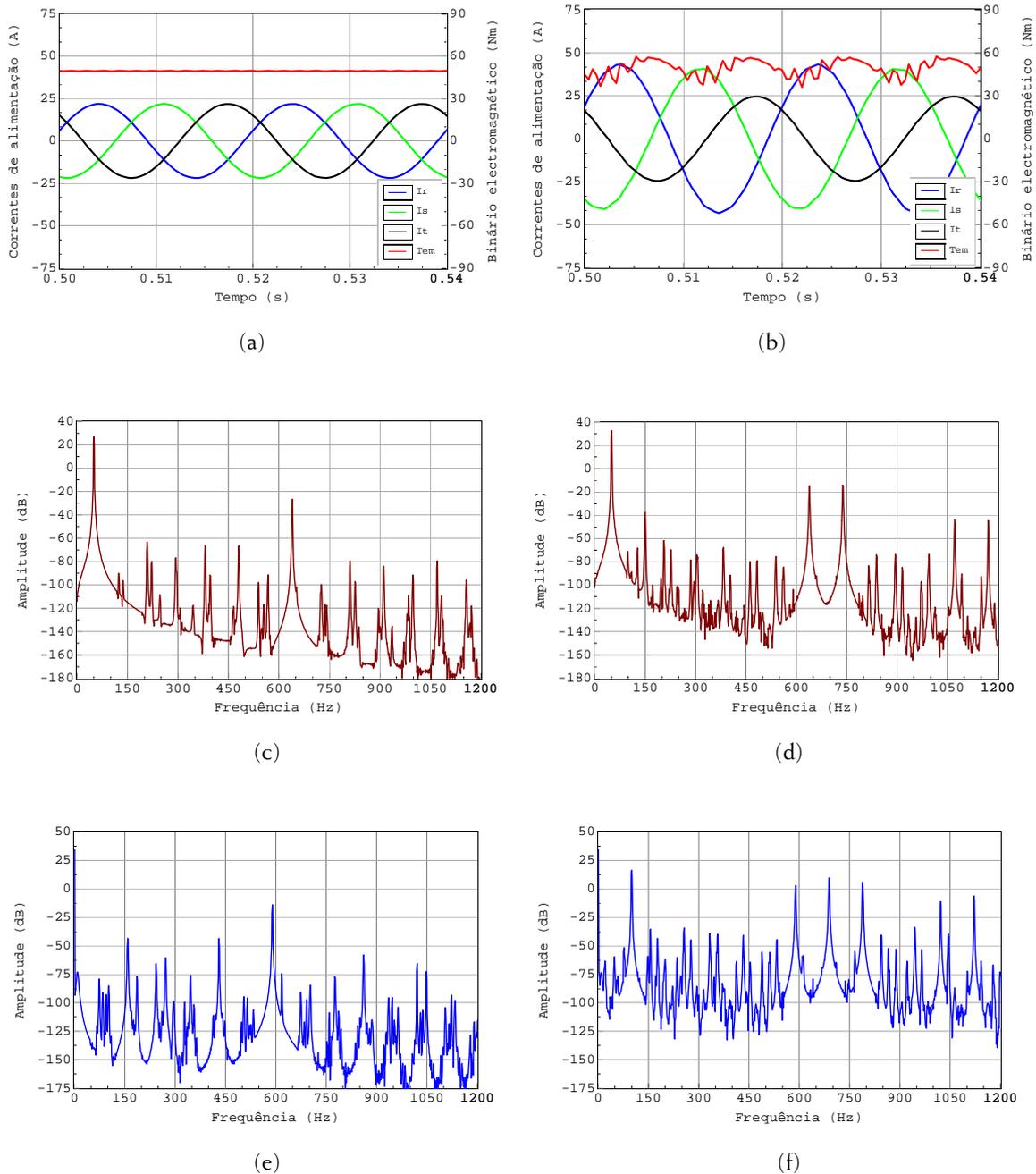


Fig. 23 – Resultados de simulação relativos ao funcionamento do motor com os enrolamentos estáticos ligados em triângulo, na ausência de avarias (figuras do lado esquerdo) e com 12 espiras em curto-circuito no enrolamento $U-X$ (figuras do lado direito): (a), (b) correntes de alimentação do motor e binário electromagnético desenvolvido pelo mesmo; (c), (d) espectrogramas da corrente de alimentação da fase R ⁵¹; (e), (f) espectrogramas do binário electromagnético.

Com base nestes resultados e atendendo ao facto de que, habitualmente, para enrolamentos não fraccionários, a ordem dos harmónicos espaciais que eles podem produzir é dada por

⁵¹ Apenas é apresentado o espectrograma relativo à corrente eléctrica da fase R pelo facto dos espectrogramas das outras duas correntes eléctricas de alimentação do motor serem muito idênticos àquele aqui apresentado.

$$\mu = 6k_i \pm 1, \quad (3.2)$$

onde $k_i = 0, 1, 2, 3, \dots$, os RSH detectáveis na corrente eléctrica de alimentação do motor poderão ser dois, um, ou nenhum, de acordo com as hipóteses anteriormente descritas. Se a simetria do circuito estatórico do motor for de algum modo perturbada, por exemplo devido à ocorrência de curtos-circuitos entre espiras, então é expectável que os dois harmónicos dados por (3.1) sejam detectáveis na corrente eléctrica de alimentação do motor.

Para o caso ilustrado na figura anterior, o motor tem 28 barras no rotor, 2 pares de pólos e está a funcionar a uma velocidade de 1478 rpm. Por conseguinte, apenas o harmónico à frequência de 639.73 Hz (considerando o sinal “-” em (3.1)) é claramente identificável na Fig. 23(c). Naturalmente que cada harmónico presente na corrente eléctrica irá interagir com o fluxo encadeado estatórico, resultando assim num conjunto variado de harmónicos visíveis no espectrograma do binário electromagnético desenvolvido pelo motor⁵².

Quando é introduzido o curto-circuito nos enrolamentos estatóricos, são visíveis algumas alterações em diversas grandezas. Relativamente à corrente eléctrica, a alteração mais visível será o desequilíbrio nas amplitudes das três correntes de alimentação do motor (Fig. 23(b)). Nestas condições, o sistema composto por estas três correntes eléctricas pode ser decomposto numa componente de sequência positiva e numa componente de sequência negativa. Da interacção entre a componente de sequência negativa da corrente eléctrica e o termo fundamental do fluxo estatórico resulta uma componente oscilatória no binário electromagnético a uma frequência dupla da do sistema de alimentação do motor, a qual é uma das consequências directas da avaria no sinal do binário electromagnético (Fig. 23(f)). Por outro lado, regista-se um aumento da amplitude dos RSH já existentes na corrente eléctrica de alimentação do motor antes do aparecimento da avaria (um exemplo é a componente espectral à frequência de 639.73 Hz documentada na Fig. 23(c) e Fig. 23(d)), para além da introdução de outros RSH que em condições de simetria estavam impedidos de circular nas correntes de alimentação por constituírem uma componente de sequência nula⁵³ (um exemplo é a componente espectral à frequência de 739.73 Hz, observável na Fig. 23(d), que antes do aparecimento da avaria existia apenas nas correntes dos enrolamentos mas não nas correntes de alimentação do motor). É importante realçar este aspecto pois uma grande maioria dos trabalhos publicados neste e noutros domínios, ao abordarem a questão dos RSH afirmam, de forma errada, que ambos os harmónicos dados por (3.1) deverão estar presentes

⁵² Atendendo a que o binário electromagnético do motor pode ser dado por $T_{em} = 1.5p \times \text{Im} \left\{ \psi_{s'}^{i*} i_s^i \right\}$, facilmente se demonstra que a componente espectral do binário electromagnético correspondente ao RSH que existe na corrente eléctrica de alimentação do motor aparecerá a uma frequência dada por $639.73 - 50 = 589.73$ Hz, para a situação de funcionamento do motor ilustrada na Fig. 23(e).

⁵³ Ao longo deste trabalho, componente homopolar e componente de sequência nula são sinónimos.

nas correntes de alimentação do motor, apresentando depois alguns resultados experimentais a corroborar tal afirmação. De facto, considerando um motor perfeitamente simétrico (um motor ideal) e alimentado por um sistema de tensões sinusoidais, directo e equilibrado, na maioria das situações apenas um RSH será visível no espectrograma da corrente eléctrica de alimentação do motor. O que se verifica é que quando o motor desenvolve um qualquer tipo de assimetria no estator, ou quando o sistema de tensões de alimentação apresenta algum grau de desequilíbrio, por muito pequeno que seja, existirá uma componente de sequência negativa nas correntes de alimentação do motor. Assim, haverá lugar à aplicação de (3.1) relativamente a estas duas componentes simétricas o que, por coincidência, é equivalente a considerar os dois sinais na equação. Como na prática todos os motores apresentam algum grau de assimetrias residuais, e como não existem sistemas de alimentação ideais, é expectável que os dois harmónicos dados por (3.1) sejam visíveis, particularmente em motores de pequena potência, embora um deles tenha uma amplitude consideravelmente superior à do outro. Se o motor for alimentado por um sistema de tensões de alimentação desequilibrado ou se houver algum tipo de assimetria no seu circuito estatórico, então o RSH de menor amplitude aumentará substancialmente, sendo a sua amplitude nessas circunstâncias comparável à do RSH dominante (Fig. 23(d)). Para finalizar a questão dos RSH, é ainda pertinente mencionar o facto de que, para determinadas combinações do número de barras do rotor e número de pares de pólos do motor, ambos os RSH poderão estar ausentes do sinal da corrente eléctrica de alimentação do motor, em condições de simetria. No entanto, mesmo nestes casos, quando existe uma assimetria estatórica, estes harmónicos irão circular nas correntes de alimentação do motor.

Ainda relativamente às consequências da avaria ao nível da corrente eléctrica de alimentação, e por comparação da Fig. 23(c) com a Fig. 23(d), verifica-se que a avaria introduz um terceiro harmónico na corrente eléctrica cuja origem reside nas oscilações da velocidade de rotação do rotor ao dobro da frequência de alimentação do motor, que por sua vez são consequência das oscilações do binário electromagnético a essa mesma frequência [53], [153]. A veracidade desta afirmação, embora de difícil prova matemática rigorosa, pode facilmente ser suportada através de uma simulação numérica em que a inércia do rotor do motor é aumentada de tal forma que as oscilações de velocidade são praticamente inexistentes (Fig. 24).

Como é visível, nestas condições de funcionamento, não existe qualquer terceiro harmónico na corrente de alimentação do motor, o que corrobora a afirmação de que a origem desta componente espectral da corrente eléctrica são as oscilações de velocidade

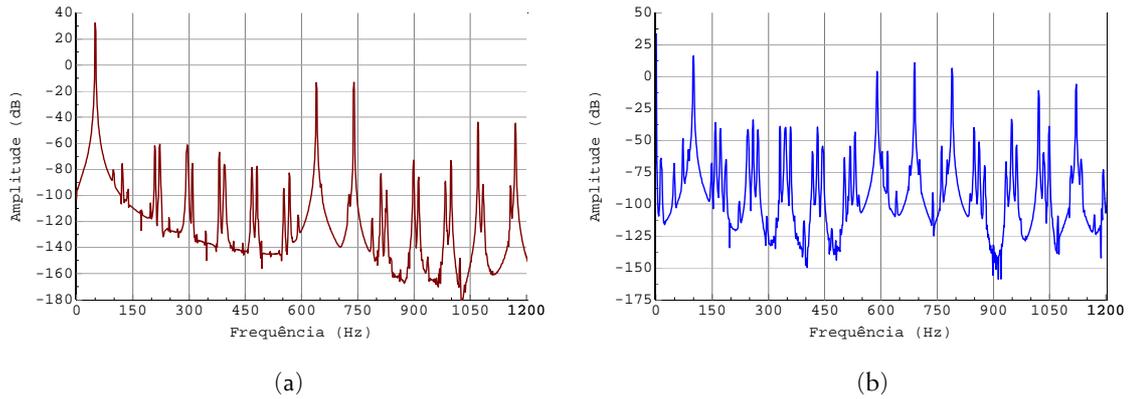


Fig. 24 – Resultados de simulação, relativos ao motor de indução de 15 kW, com os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo, a funcionar com 12 espiras em curto-circuito no enrolamento $U-X$ e com uma inércia do rotor elevada de modo a manter uma velocidade de rotação sem oscilações: (a) espectrograma da corrente de alimentação da fase R ; (b) espectrograma do binário electromagnético.

anteriormente referidas. Por outro lado, estes resultados demonstram ainda que o terceiro harmónico da corrente eléctrica de alimentação do motor não é um indicador fiável da existência da avaria (num motor ligado directamente à rede) pelo facto da amplitude desta componente espectral depender fortemente da inércia da carga mecânica acoplada ao motor⁵⁴.

É importante analisar agora a influência que um eventual desequilíbrio no sistema de tensões de alimentação do motor terá no diagnóstico da avaria. Para este efeito, considerou-se o funcionamento do motor de indução alimentado por um sistema de tensões dado por

$$\underline{U}_{RS} = 400 \exp(j0^\circ); \underline{U}_{ST} = 395 \exp(-j120^\circ); \underline{U}_{TR} = -(\underline{U}_{RS} + \underline{U}_{ST}). \quad (3.3)$$

Nestas condições de funcionamento, obtiveram-se os resultados apresentados na Fig. 25.

É evidente a semelhança existente entre os resultados constantes da Fig. 25 e aqueles apresentados na Fig. 23(d) e na Fig. 23(f). Assim, e tal como mencionado na introdução desta dissertação, é muito difícil distinguir uma situação de avaria nos enrolamentos estatóricos do motor de um pequeno desequilíbrio no sistema de tensões de alimentação. Esta é uma limitação difícil de ultrapassar se o diagnóstico for efectuado com base na análise espectral da

⁵⁴ De acordo com alguns resultados experimentais apresentados por outros autores, verifica-se que após a introdução da avaria, as correntes eléctricas de alimentação do motor contêm um terceiro harmónico, não sendo contudo discutida a sua origem exacta [180]. Pode de facto acontecer que, mesmo quando o motor está acoplado a uma carga mecânica de grande inércia, seja introduzido um terceiro harmónico nas correntes eléctricas de alimentação devido à existência de uma assimetria estatórica. Nestes casos, a origem deste harmónico fica a dever-se, em grande medida, à saturação do circuito magnético do motor. De facto, assumindo os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo, existe sempre um terceiro harmónico que circula na malha fechada formada por esses enrolamentos. Enquanto existir uma simetria dos três enrolamentos, tal harmónico apenas circulará nas correntes de fase, estando ausente das correntes de linha. Quando esta simetria é perdida, o terceiro harmónico passará a circular também nas correntes de linha, o mesmo acontecendo se os enrolamentos do motor estiverem ligados em estrela. Por estes motivos, a amplitude deste harmónico da corrente será dependente do nível de assimetria do motor e do nível de saturação magnética a que o mesmo funciona, sendo pois difícil estabelecer uma relação prática entre tal amplitude e a extensão da avaria. Estas conclusões são suportadas por resultados experimentais.

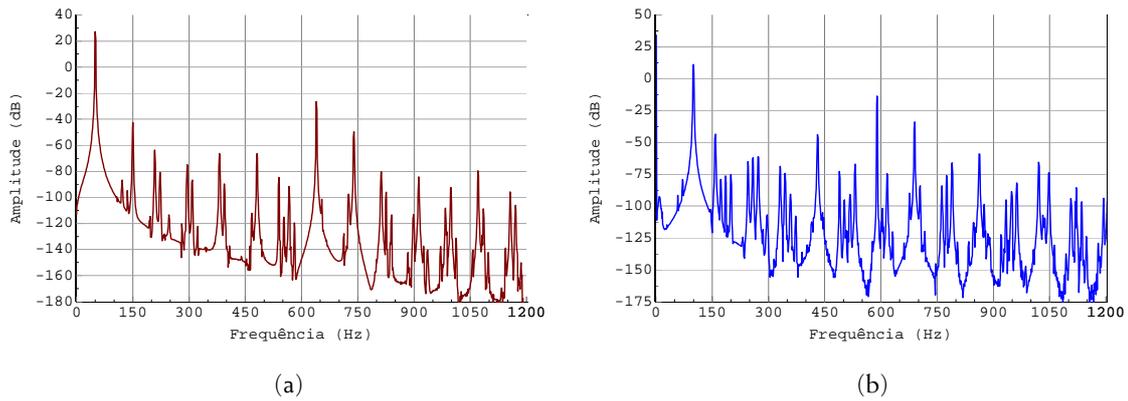


Fig. 25 – Resultados de simulação, relativos ao motor de indução de 15 kW com os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo, a funcionar sem avarias mas alimentado por um sistema de tensões desequilibrado: (a) espectrograma da corrente de alimentação da fase R; (b) espectrograma do binário electromagnético.

corrente eléctrica ou na análise do binário electromagnético desenvolvido pelo motor.

Até este ponto, os resultados apresentados foram obtidos com uma ligação em triângulo dos enrolamentos estatóricos do motor, mas conclusões idênticas podem ser retiradas através da análise dos resultados obtidos com uma ligação em estrela.

Analise-se agora o comportamento de algumas grandezas, designadamente a amplitude das componentes de sequência positiva e negativa das correntes de alimentação do motor, a amplitude das componentes contínua e à frequência $2f_s$ do binário electromagnético e da potência instantânea total absorvida pelo motor, e o valor eficaz da corrente de curto-circuito⁵⁵, em função da extensão da avaria (Tabela 4 e Tabela 5).

Os resultados apresentados na Tabela 4 e Tabela 5 são elucidativos e demonstram que para além da introdução de uma componente de sequência negativa nas correntes eléctricas de alimentação do motor, a avaria introduz um termo contínuo adicional na componente de sequência positiva das mesmas correntes. De referir que para todas as situações de avaria documentadas nestas duas tabelas, o valor médio da velocidade de rotação do rotor do motor não é significativamente alterado⁵⁶. Este aspecto é importante pois, ao invés da componente de sequência negativa, a componente de sequência positiva das correntes de alimentação do motor é fortemente dependente deste parâmetro.

Com base nos resultados da Tabela 4, pode observar-se na Fig. 26 a evolução das amplitudes da componente de sequência negativa e do termo adicional da componente de sequência positiva das correntes de alimentação do motor, em função da extensão da avaria.

⁵⁵ Apelida-se de corrente de curto-circuito à corrente que circula na malha fechada constituída pelas espiras em curto-circuito e a impedância externa de curto-circuito.

⁵⁶ Para a situação documentada na Tabela 4, o valor médio da velocidade de rotação do rotor está compreendido entre as 1478 rpm, quando na ausência de avarias, e as 1475 rpm, para o caso do funcionamento do motor com 48 espiras em curto-circuito.

Tabela 4 – Resultados de simulação relativos à evolução de algumas grandezas com a extensão da avaria (motor com os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo, para diferentes números de espiras em curto-circuito no enrolamento *U-X*).

Número de espiras curto-circuitadas	Componentes simétricas das correntes de alimentação (A) (valor máximo)		Binário electromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)		Potência instantânea total absorvida pelo motor (VA)		Corrente de curto-circuito (A)
	Sequência positiva	Sequência negativa	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	
0	21.827	0.000	49.55	0.00	7729.5	0.0	-
1	23.036	1.190	49.54	0.98	8418.0	547.4	263.96
3	25.857	3.484	49.54	2.85	9720.3	1646.6	259.92
6	30.043	6.626	49.52	5.00	11161.7	3154.6	242.46
9	33.302	9.166	49.51	6.20	11883.9	4379.9	218.88
12	35.542	11.150	49.49	6.65	12099.3	5337.0	195.44
15	36.973	12.724	49.48	6.65	12048.9	6094.8	174.64
18	38.115	14.012	49.48	6.43	11884.5	6716.6	157.16
25	39.619	16.427	49.46	5.76	11415.2	7670.7	127.06
36	41.237	19.273	49.45	5.53	10825.6	9223.9	98.70
48	42.690	21.661	49.44	4.45	10398.8	10363.2	80.70

Tabela 5 – Resultados de simulação relativos à evolução de algumas grandezas com a extensão da avaria (motor com os enrolamentos estatóricos ligados em estrela, para diferentes números de espiras em curto-circuito no enrolamento *U-X*).

Número de espiras curto-circuitadas	Componentes simétricas das correntes de alimentação (A) (valor máximo)		Binário electromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)		Potência instantânea total absorvida pelo motor (VA)		Corrente de curto-circuito (A)
	Sequência positiva	Sequência negativa	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	
0	12.606	0.000	49.54	0.00	7729.7	0.0	-
1	13.313	0.692	49.54	0.98	8416.0	545.2	263.34
3	14.945	2.014	49.53	2.85	9706.0	1633.2	258.41
6	17.327	3.793	49.52	5.01	11103.3	3102.9	239.32
9	19.137	5.210	49.50	6.21	11769.3	4270.5	214.37
12	20.376	6.280	49.49	6.65	11938.7	5162.2	190.00
15	21.131	7.136	49.48	6.66	11858.3	5854.0	168.76
18	21.703	7.795	49.47	6.44	11676.4	6411.7	151.01
25	22.438	9.035	49.46	5.75	11192.8	7415.1	120.73
36	23.107	10.460	49.45	5.32	10606.9	8586.2	92.41
48	23.789	11.648	49.44	5.83	10198.3	9568.1	74.63

É de registar o facto de, para determinadas extensões da avaria, o efeito da mesma na componente de sequência positiva ser mais pronunciado do que na componente de sequência negativa das correntes de alimentação do motor. Pode concluir-se assim que a componente de sequência positiva, embora não referenciada habitualmente como sendo um possível indicador da avaria, contém informação relevante que poderá servir de base ao diagnóstico da avaria em estudo.

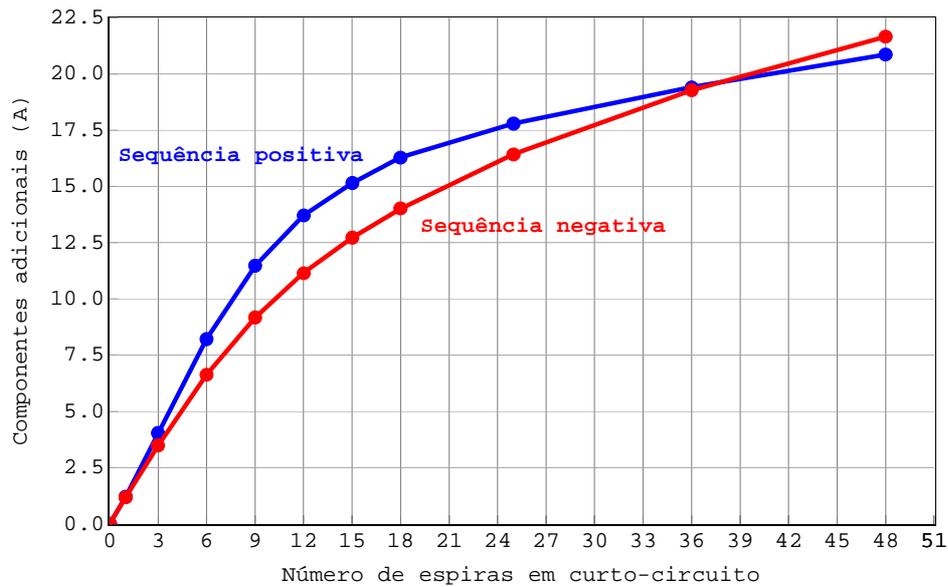


Fig. 26 – Evolução dos efeitos da avaria nas amplitudes das duas componentes simétricas da corrente de alimentação do motor (termo adicional na componente de sequência positiva e componente de sequência negativa), em função do número de espiras curto-circuitadas.

Retomando a análise dos resultados constantes das tabelas anteriores, e observando agora o comportamento do binário electromagnético, verifica-se que a componente espectral desta grandeza à frequência dupla da do sistema de alimentação, aumenta de amplitude com o aumento da extensão da avaria mas apenas até um determinado número de espiras em curto-circuito, diminuindo para extensões superiores. Esta não é de todo uma característica desejável num indicador de uma avaria, pelo facto de, à partida, inviabilizar uma posterior quantificação da extensão da mesma. Este aspecto, associado a um outro que está intimamente relacionado com a impossibilidade de, numa situação real de avaria, ser impossível estimar o binário electromagnético *real* desenvolvido pelo motor com base nos sinais das tensões e correntes de alimentação do motor, conduz à conclusão que o binário não é uma grandeza que possa ser usada como um método de diagnóstico fiável deste tipo de avaria.

Por último, e aludindo ainda aos resultados da Tabela 4 e Tabela 5, verifica-se que a corrente de curto-circuito apresenta o maior valor para a situação em que apenas uma espira está curto-circuitada. Este comportamento desta corrente revela que os esforços térmicos nas zonas adjacentes à avaria são mais elevados quando esta está ainda num estágio inicial de desenvolvimento, propiciando deste modo o aparecimento de mais espiras em curto-circuito e o seu rápido alastramento a outras zonas da máquina.

Por outro lado, e tal como é possível demonstrar com base no modelo simplificado do motor, o termo adicional na componente de sequência positiva e a componente de sequência

negativa das correntes de alimentação do motor, introduzidas pela avaria, dependem de forma acentuada do número de espiras em curto-circuito e da amplitude da corrente de curto-circuito. Assim, para se definir um indicador da avaria que seja directamente proporcional ao número de espiras curto-circuitadas e independente do valor da corrente de curto-circuito, há necessidade de entrar em linha de conta com a amplitude desta última grandeza em tal definição. Naturalmente que esta situação é irrealizável na prática dado que a corrente de curto-circuito não é uma grandeza que possa ser medida num motor a funcionar em ambiente industrial. No entanto, apenas para validar o raciocínio e por forma a justificar a não linearidade das curvas da Fig. 26, corrigiram-se os valores da amplitude do termo adicional da componente de sequência positiva e da amplitude da componente de sequência negativa das correntes de alimentação do motor, multiplicando-os pelo quociente entre o valor da corrente de curto-circuito para o caso de apenas uma espira curto-circuitada e o valor da corrente de curto-circuito para a extensão da avaria considerada:

$$k_{cor} \Big|_{x \text{ espiras}} = \frac{I_{cc} \Big|_{1 \text{ espira}}}{I_{cc} \Big|_{x \text{ espiras}}}. \quad (3.4)$$

Os resultados obtidos encontram-se na Fig. 27.

Como se pode constatar, os dois indicadores da avaria aumentam de forma quase linear com o número de espiras curto-circuitadas, validando o que foi referido anteriormente.

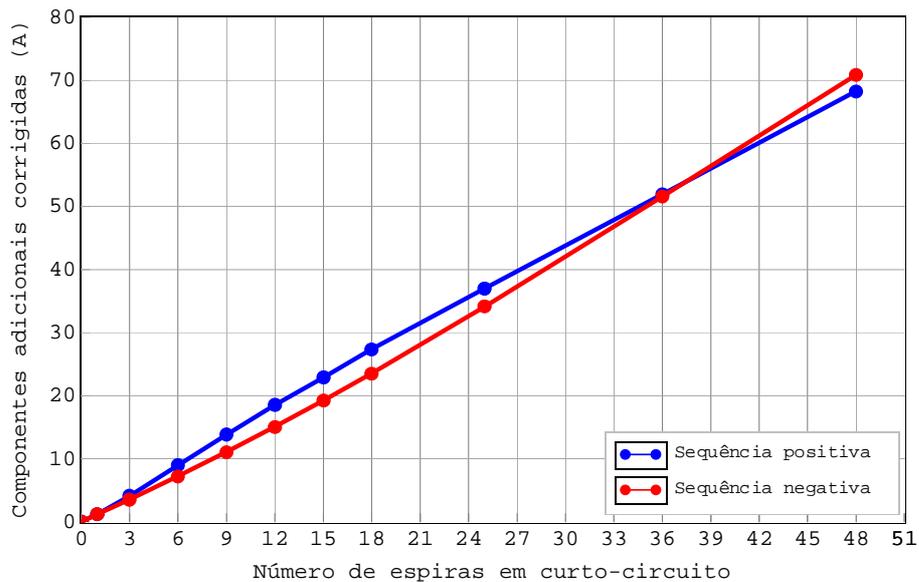


Fig. 27 – Evolução dos efeitos da avaria nas duas componentes simétricas da corrente eléctrica de alimentação do motor (termo adicional na componente de sequência positiva e componente de sequência negativa) em função do número de espiras curto-circuitadas, após a introdução do factor correctivo k_{cor} .

Os resultados apresentados anteriormente foram obtidos com o motor a funcionar a um nível de carga próximo dos 50 % do valor nominal. Importa agora avaliar a influência que o regime de carga do motor tem no comportamento das grandezas que poderão ser usadas no processo de diagnóstico. A Tabela 6 contém alguns dos resultados obtidos.

Tabela 6 – Resultados de simulação relativos ao comportamento dos indicadores da avaria em função do nível de carga do motor (enrolamentos ligados em triângulo, com 12 espiras em curto-circuito no enrolamento U-X).

Nível de carga (percentagem do binário nominal)	Componentes simétricas das correntes eléctricas de alimentação (A) (valor máximo)		Binário electromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)		Potência instantânea total absorvida pelo motor (VA)		Corrente de curto- -circuito (A)
	Sequência positiva	Sequência negativa	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	
	vazio	24.298	11.115	0.00	6.81	4245.0	
25 %	28.784	11.138	24.50	6.75	8115.6	5331.2	195.63
50 %	35.542	11.150	49.49	6.65	12099.3	5337.0	195.44
75 %	43.280	11.181	73.52	6.52	15970.9	5340.2	194.97
100 %	52.381	11.206	98.03	6.33	19969.0	5340.7	194.29

De um modo geral, a componente de sequência negativa da corrente eléctrica é bastante insensível ao nível de carga do motor. Esta é uma das vantagens no uso desta grandeza como indicador da avaria. Por outro lado, a amplitude da componente à frequência $2f_s$ do binário electromagnético também não varia significativamente com o regime de carga do motor, embora seja ligeiramente mais sensível em relação a esta variável do que a componente de sequência negativa das correntes eléctricas. Quando à componente de sequência positiva das correntes de alimentação, inevitavelmente é uma grandeza que depende fortemente do nível de carga do motor, razão pela qual, para que o seu uso para efeitos de diagnóstico seja efectivo, terá de se ter em conta, simultaneamente, uma outra grandeza ou grandezas que isolem, tanto quanto possível, os efeitos da carga mecânica do motor dos efeitos introduzidos pela avaria.

Para finalizar, mas não menos importante é o facto do valor da corrente de curto-circuito não ser muito dependente do regime de carga do motor⁵⁷. Esta característica da corrente de curto-circuito será aproveitada posteriormente para efeitos de diagnóstico.

De seguida é efectuada uma avaliação dos efeitos que os desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação do motor têm no comportamento das grandezas anteriormente consideradas. Com este objectivo, foi simulado o funcionamento do motor sem quaisquer

⁵⁷ Mesmo para uma situação tão extrema como o funcionamento do motor com o rotor travado ($s=1$ e 12 espiras em curto-circuito no enrolamento U-X), o valor da corrente de curto-circuito é de 163.53 A, o qual é apenas 16 % inferior ao valor obtido quando o motor funciona em vazio.

avarias, para diferentes graus de desequilíbrio do sistema de tensões compostas de alimentação. Os valores considerados para as componentes simétricas destas tensões foram os seguintes:

- i) $U^+ = 400 \text{ V} ; U^- = 0 \text{ V} ;$
- ii) $U^+ = 400 \text{ V} ; U^- = 5 \text{ V} ;$
- iii) $U^+ = 400 \text{ V} ; U^- = 10 \text{ V} ;$
- iv) $U^+ = 400 \text{ V} ; U^- = 15 \text{ V} ;$
- v) $U^+ = 400 \text{ V} ; U^- = 20 \text{ V} .$

Definindo o grau de desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação do motor como sendo o quociente entre a componente de sequência negativa (U^-) e a componente de sequência positiva (U^+) das tensões compostas, obtiveram-se os resultados constantes da Tabela 7.

Tabela 7 – Resultados de simulação relativos à evolução de algumas grandezas em função do grau de desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação (enrolamentos ligados em triângulo, sem quaisquer avarias).

Desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação (%)	Componentes simétricas das correntes eléctricas de alimentação (A) (valor máximo)		Binário electromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)		Potência instantânea total absorvida pelo motor (VA)	
	Sequência positiva	Sequência negativa	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$
0.00	21.827	0.000	49.55	0.00	7729.5	0.0
1.25	21.831	2.283	49.54	6.32	7734.8	1218.3
2.50	21.858	4.593	49.54	12.85	7751.5	2476.0
3.75	21.879	6.815	49.54	19.13	7778.1	3685.9
5.00	21.907	9.017	49.54	25.36	7814.8	4886.9

Com base nestes resultados, observa-se que a componente de sequência positiva das correntes eléctricas é bastante insensível à existência de desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação, enquanto que a componente de sequência negativa das correntes eléctricas, devido à baixa impedância oferecida pelo motor à passagem desta componente simétrica das correntes, é fortemente afectada por tal desequilíbrio. Também as componentes à frequência $2f_s$ do binário electromagnético e da potência eléctrica instantânea total absorvida pelo motor são fortemente afectadas pelo desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação.

Por último, é ainda pertinente observar que no caso particular da ligação em triângulo dos

enrolamentos estatóricos, a avaria introduz uma corrente de circulação na malha fechada formada por tais enrolamentos. Ao somar todas as correntes que circulam nos diversos grupos de bobinas que constituem os enrolamentos estatóricos do motor (i_{UX} , i_{VY} , i_{WZ}) e dividindo o resultado por 3, consegue-se medir essa corrente de circulação (componente homopolar). Os resultados obtidos para diversas extensões da avaria encontram-se na Fig. 28. O dual desta situação é a componente homopolar introduzida pela avaria nas tensões dos enrolamentos estatóricos do motor quando estes estão ligados em estrela (Fig. 29).

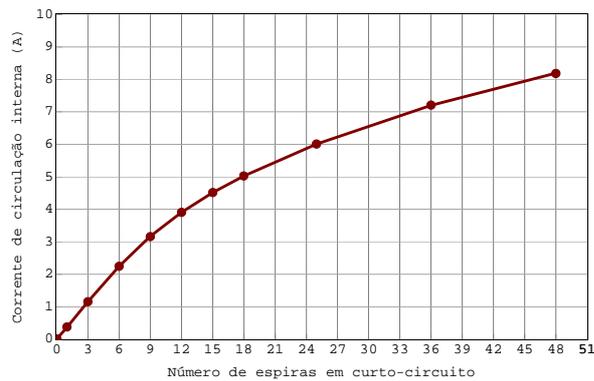


Fig. 28 – Resultados de simulação relativos à evolução da corrente de circulação interna no triângulo formado pelos enrolamentos estatóricos, em função da extensão da avaria.

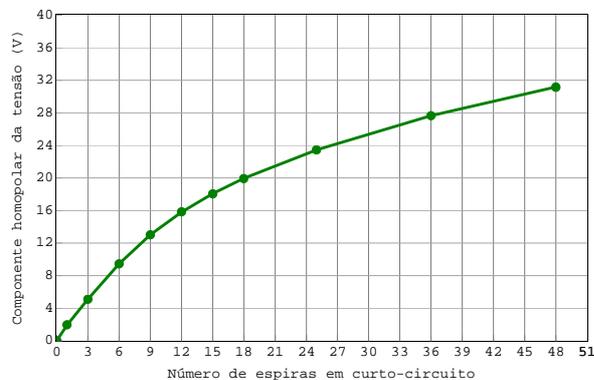


Fig. 29 – Resultados de simulação relativos à evolução da componente homopolar das tensões dos enrolamentos estatóricos, em função da extensão da avaria (motor com os enrolamentos ligados em estrela).

3.1.2 Accionamento com DTC

Apresentam-se de seguida alguns dos resultados obtidos com o accionamento com DTC. Para facilitar a comparação destes resultados com aqueles obtidos com a alimentação sinusoidal, foram mantidas, de um modo geral, as condições de funcionamento do motor no que diz respeito ao nível de carga e velocidade de rotação.

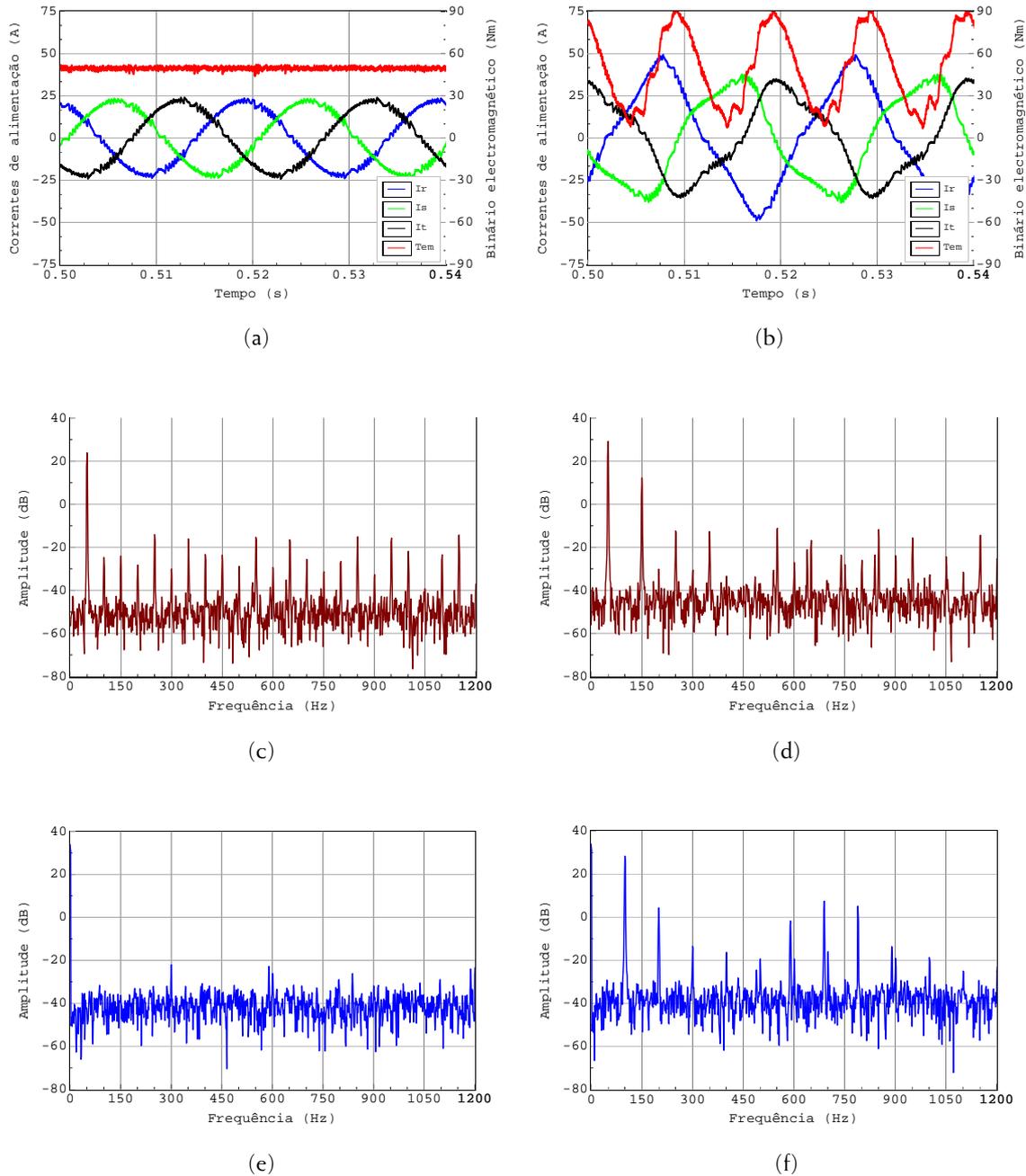


Fig. 30 – Resultados de simulação relativos ao accionamento com DTC (velocidade de referência de 1478 rpm), com os enrolamentos estáticos do motor ligados em triângulo, quando a funcionar sem avarias (figuras do lado esquerdo) e com 12 espiras em curto-circuito no enrolamento *U-X* (figuras do lado direito): (a), (b) formas de onda das correntes de alimentação do motor e do binário electromagnético; (c), (d) espectrogramas da corrente de alimentação da fase *R*; (e), (f) espectrogramas do binário electromagnético.

Da comparação dos resultados apresentados na Fig. 30, relativos ao funcionamento do accionamento, com os resultados documentados na Fig. 23, resultam algumas conclusões preliminares importantes. De entre elas destacam-se as seguintes:

- i) no caso do accionamento com DTC, a presença de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estáticos provoca uma forte distorção nas formas de onda das três

correntes de alimentação do motor. Uma análise espectral realizada a estas correntes revela que a origem desta distorção reside na presença de um terceiro harmónico de amplitude apreciável. Para além deste harmónico, é ainda de destacar a presença dos quinto e sétimo harmónicos, embora com amplitudes inferiores;

- ii) para uma mesma extensão da avaria e idênticas condições de carga mecânica, a amplitude da componente oscilatória à frequência $2f_s$ do binário electromagnético, no caso do accionamento, é significativamente maior em comparação com a situação de uma alimentação sinusoidal. Como será demonstrado posteriormente, este fenómeno está intimamente relacionado com a presença do terceiro harmónico na corrente de alimentação do motor, pelo que estes dois fenómenos serão abordados em simultâneo;
- iii) os RSH presentes na corrente de alimentação do motor são de difícil detecção no caso do accionamento, pelo que o seu uso para efeitos de diagnóstico neste tipo de sistema é desaconselhado. Não sabendo de antemão o número de barras do rotor do motor, seria impossível, observando apenas o espectrograma da corrente eléctrica, distinguir estes harmónicos de outros igualmente presentes no espectrograma (Fig. 30(c) e Fig. 30(d)). Estas conclusões são também suportadas por resultados experimentais realizados com diferentes motores.

Apresenta-se de seguida uma exposição teórica de alguns dos fenómenos que ocorrem no sistema de controlo do accionamento, por forma a sustentar as afirmações anteriores.

Recordando a estrutura do accionamento com DTC apresentada anteriormente, observa-se que existem dois controladores de histerese, um deles destinado a controlar o fluxo magnético e outro que controla o binário electromagnético. Estas grandezas são ambas estimadas pelo sistema de controlo do accionamento através das equações

$$\hat{\psi}_{ds}^l = \int (u_{ds}^l - R_s i_{ds}^l) dt \quad (3.5)$$

$$\hat{\psi}_{qs}^l = \int (u_{qs}^l - R_s i_{qs}^l) dt \quad (3.6)$$

$$\hat{T}_{em} = \frac{3}{2} p (\hat{\psi}_{ds}^l i_{qs}^l - \hat{\psi}_{qs}^l i_{ds}^l). \quad (3.7)$$

O sinal “^” aposto em algumas grandezas, nas equações anteriores, reforça a ideia de que elas são estimadas e não medidas directamente⁵⁸. Por outro lado, porque se pretende confrontar tais equações com aquelas obtidas com base no modelo simplificado do motor, e

⁵⁸ Este aspecto revestir-se-á de grande importância mais adiante.

por forma a generalizar as conclusões obtidas para as ligações estrela e triângulo dos enrolamentos estatóricos, é conveniente expressar (3.5)-(3.7) em função das grandezas dos enrolamentos estatóricos. Não é de difícil demonstração que o sistema de controlo do accionamento exibirá o mesmo comportamento se o fluxo encadeado estatórico e o binário electromagnético forem estimados através das equações

$$\hat{\psi}_{ds} = \int (u_{ds} - R_s i_{ds}) dt \quad (3.8)$$

$$\hat{\psi}_{qs} = \int (u_{qs} - R_s i_{qs}) dt \quad (3.9)$$

$$\hat{T}_{em} = \frac{3}{2} p (\hat{\psi}_{ds} i_{qs} - \hat{\psi}_{qs} i_{ds}), \quad (3.10)$$

onde as correntes e tensões que figuram nas três equações anteriores representam grandezas dos enrolamentos estatóricos do motor, independentemente do tipo de ligação de tais enrolamentos.

Os valores estimados do fluxo estatórico e binário electromagnético, obtidos através do uso das três equações anteriores, serão próximos dos valores reais de tais grandezas desde que o motor seja simétrico, isto é, na ausência de avarias. No entanto, quando o motor desenvolve curtos-circuitos nos enrolamentos estatóricos, essa simetria é perdida e tais equações introduzirão erros nas quantidades estimadas.

Com base no modelo simplificado do motor, em eixos d - q -0, demonstrou-se que o binário electromagnético desenvolvido pelo motor, num referencial estatórico, é dado por

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) + p k L_m i_{cc} i_{qr}, \quad (3.11)$$

onde k , i_{cc} e L_m representam o valor por unidade de espiras em curto-circuito, corrente de curto-circuito e indutância cíclica, respectivamente. Todas as correntes presentes em (3.11) estão referidas ao estator do motor e representam grandezas de enrolamentos.

Através de algumas manipulações matemáticas, pode demonstra-se que (3.11) é ainda equivalente a

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) + p k L_m i_{cc} i_{qr} + p k i_{cc} i_{qs} \underbrace{(L_m + k L_s)}_{=L_m}. \quad (3.12)$$

Atendendo a que $L_s \ll L_m$ (L_s representa apenas alguns pontos percentuais de L_m), a indutância presente no último termo do segundo membro de (3.12) pode ser aproximada por

L_m . Com base neste resultado, pode agora escrever-se a relação

$$T_{em} \simeq \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) + pkL_m i_{cc} (i_{qs} + i_{qr}). \quad (3.13)$$

Analisando (3.13), verifica-se que o primeiro termo do segundo membro representa o binário desenvolvido por um motor sem avarias. Nessas condições, $k=0$ e (3.13) é equivalente a (3.10) pelo que o binário estimado pelo sistema de controlo do accionamento segue de perto o binário electromagnético *real* desenvolvido pelo motor. Por outro lado, quando existem curtos-circuitos, $k \neq 0$ e o estimador de binário do accionamento apenas pode avaliar o primeiro termo do segundo membro de (3.13), pois não é recolhida qualquer informação acerca da amplitude da corrente de curto-circuito ou do parâmetro k . Por conseguinte, o valor estimado do binário electromagnético virá afectado de um erro igual a

$$T_{erro} \simeq pkL_m i_{cc} (i_{qs} + i_{qr}). \quad (3.14)$$

Nestas condições, o valor do binário estimado pelo sistema de controlo do accionamento é igual a

$$\hat{T}_{em} = T_{em} - T_{erro}. \quad (3.15)$$

Alguns resultados obtidos por simulação numérica, com base no modelo simplificado, demonstram que i_{cc} , i_{qs} e i_{qr} (estas duas últimas grandezas quando expressas num referencial estatórico) podem ser expressas por uma função trigonométrica sinusoidal à mesma frequência angular da do sistema de alimentação do motor (considera-se, por agora, apenas o termo fundamental da tensão de alimentação e assume-se o accionamento a funcionar em regime permanente):

$$i_{cc}(t) = \sqrt{2} I_{cc} \cos(\omega_s t + \varphi) \quad (3.16)$$

$$i_{qs}(t) + i_{qr}(t) = A \cos(\omega_s t + \beta_1), \quad (3.17)$$

pelo que o erro introduzido pelo estimador do binário será dado por uma expressão da forma

$$T_{erro}(t) = B + C \cos(2\omega_s t + \beta_2), \quad (3.18)$$

⁵⁹ Esta equação é válida desde que se considere apenas o termo fundamental das tensões de alimentação do motor. No caso de um accionamento com DTC, pode-se observar que as acções dos controladores de histerese do fluxo e do binário introduzirão outras componentes espectrais na tensão de alimentação do motor que deverão ser tidas em conta numa análise mais rigorosa.

onde B e C não dependem da variável tempo.

A equação (3.18) coloca em evidência o facto do erro do binário estimado pelo sistema de controlo do accionamento conter um termo constante (erro estático) e um termo oscilatório (erro dinâmico) ao dobro da frequência de alimentação do motor. Se o accionamento funcionar com uma malha de realimentação da velocidade, o erro estático será compensado por esta malha através de um aumento do valor do binário de referência e, por conseguinte, o erro estático do binário não será perceptível pela carga mecânica do motor. No entanto, se o accionamento funcionar sem malha de realimentação da velocidade (se apenas for especificado o valor do binário de referência), o erro estático do binário não será nulo, pelo que o valor médio do binário desenvolvido pelo motor será diferente daquele pretendido pelo sistema de controlo. Em qualquer dos casos, existirá sempre um erro dinâmico no binário electromagnético desenvolvido pelo motor devido ao erro introduzido pelo estimador do binário.

É agora pertinente tentar perceber as acções dos controladores do fluxo e binário do accionamento que ocorrem imediatamente a seguir ao aparecimento da avaria nos enrolamentos estatóricos do motor. Pelo facto de se tratar de controladores de histerese, esta questão não é de tratamento analítico fácil. Vamos assumir que, antes do aparecimento da avaria, o accionamento está a funcionar em regime permanente e com uma carga mecânica constante.

Após o aparecimento do curto-circuito nos enrolamentos estatóricos, e antes que os controladores possam reagir a esta nova condição de funcionamento, aparecerá uma componente de sequência negativa nas correntes eléctricas de alimentação do motor (e um termo adicional na componente de sequência positiva de tais correntes, como foi visto anteriormente). Considerando desprezável a resistência dos enrolamentos estatóricos em (3.8) e (3.9), conclui-se que o controlador de histerese do fluxo não tem qualquer razão para alterar o seu comportamento, pelo menos por agora, e continuará a impor um fluxo estatórico quase sinusoidal, à frequência f_s ⁶⁰.

Por outro lado, o binário electromagnético, estimado através de (3.10), contém um termo constante, resultante da interacção do fluxo estatórico com a componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos estatóricos do motor, e contém um termo oscilatório à frequência $2f_s$, resultante da interacção do fluxo estatórico com a componente de sequência negativa de tais correntes eléctricas. Assumindo que a inércia combinada do rotor

⁶⁰ Desprezam-se, neste contexto, todos os harmónicos de ordem elevada que inevitavelmente existirão num accionamento com DTC. Por outro lado, atendendo à estreita relação entre o fluxo encadeado estatórico e a tensão de alimentação do motor, esta última continuará também a ser uma função sinusoidal à frequência f_s .

e da carga mecânica acoplada ao motor é suficientemente elevada para amortecer as oscilações de velocidade resultantes da avaria (o que poderá ser considerado uma boa aproximação da realidade desde que a velocidade de referência do accionamento não seja muito baixa), o valor de referência do controlador do binário (que corresponde à saída do controlador de velocidade do accionamento) não sofrerá quaisquer alterações. Neste ponto, o controlador de histerese do binário, cujo papel é manter o valor do binário estimado dentro de uma gama de valores relativamente estreita em torno do valor de referência T_{ref} , será forçado a agir por forma a tentar anular a componente oscilatória à frequência $2f_s$ do binário estimado, mantendo-o assim dentro da respectiva gama admissível:

$$T_{ref} - \Delta T \leq \hat{T}_{em} \leq T_{ref} + \Delta T, \quad (3.19)$$

onde $2\Delta T$ representa a largura da banda de histerese do controlador do binário. Conclui-se, deste modo, que o controlador do binário, ou ambos os controladores, terão de anular uma componente oscilatória do binário, à frequência $2f_s$.

Existem, pelo menos do ponto de vista teórico, duas possibilidades imediatas para atingir esse objectivo: a primeira consiste em introduzir uma componente de sequência negativa, à frequência f_s , no sistema de tensões de alimentação (ou, o que é equivalente, no fluxo estatórico), de modo a compensar a assimetria do motor e assim tentar equilibrar as correntes de alimentação; a segunda hipótese consiste em introduzir uma componente de sequência positiva, à frequência $3f_s$, nas tensões de alimentação do motor, de modo a que o terceiro harmónico que irá aparecer nas correntes eléctricas de alimentação, ao interagir com a componente fundamental do fluxo estatórico, produza uma outra componente de binário, também ela à frequência $2f_s$, mas de fase oposta à componente do binário que se pretende anular. Cada uma destas hipóteses terá agora de ser analisada individualmente para ver se ambas são ou não possíveis.

Relativamente à possibilidade dos controladores do fluxo e do binário poderem introduzir um desequilíbrio no sistema de tensões de alimentação, por forma a compensar os efeitos da assimetria do motor, a situação é mais facilmente explicável recorrendo ao uso do fasor espacial do fluxo encadeado estatórico.

Na Fig. 31(a), a trajectória do fasor espacial do termo fundamental do fluxo encadeado estatórico está representada a amarelo, para uma situação em que as tensões de alimentação do motor estão equilibradas. A coroa a verde representa a banda de histerese do controlador do fluxo que, num accionamento com DTC, é bastante estreita (entre 1 % – 3 % do valor de referência do fluxo). Suponhamos agora que as tensões de alimentação do motor apresentam

um desequilíbrio devido à presença de uma componente de sequência negativa à frequência f_s . Nestas condições, a trajectória do fasor espacial do fluxo será uma figura elíptica (assinalada a vermelho na Fig. 31(b)). Facilmente se verifica que esta trajectória do fasor espacial viola a banda de histerese (assinalada a verde) ao longo de grande parte do percurso, pelo que o controlador do fluxo nunca permitirá esta situação. De facto, a única margem que existe para a introdução de desequilíbrios nas tensões de alimentação do motor (e consequentemente no fluxo estatórico) é aquela em que a trajectória elíptica está sempre situada dentro da banda de histerese do controlador do fluxo.

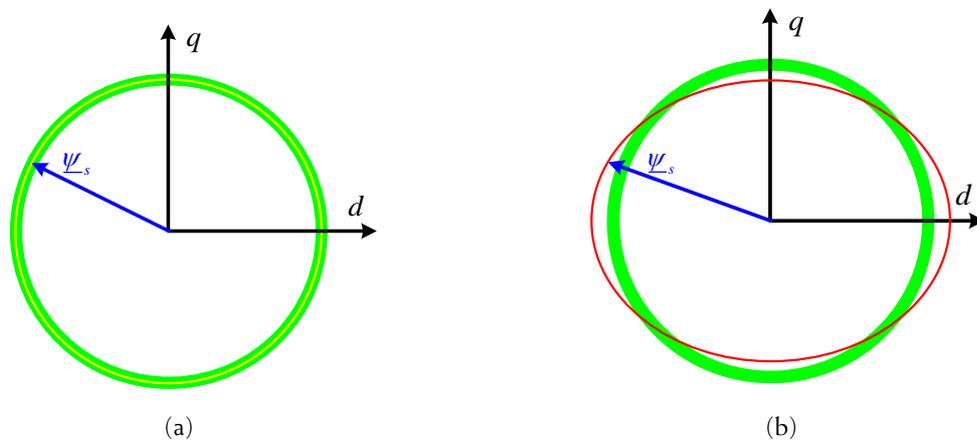


Fig. 31 – Ilustração do facto do controlador de histerese do fluxo estatórico não permitir desequilíbrios acentuados no sistema de tensões de alimentação do motor: (a) representação do fasor espacial do fluxo estatórico para um sistema de tensões de alimentação equilibrado; (b) a mesma representação agora para um sistema de tensões fortemente desequilibrado.

Facilmente se demonstra agora que, sendo a largura da banda de histerese do fluxo encadeado estatórico igual a $2\Delta\psi$, o maior grau de desequilíbrio das tensões de alimentação do motor permitido pelo controlador de histerese do fluxo estatórico será dado, de forma aproximada, por

$$\frac{\left| \underline{u}_s^- \right|}{\left| \underline{u}_s^+ \right|} \approx \frac{\Delta\psi}{\psi_{ref}} \quad (3.20)$$

Na expressão anterior $\left| \underline{u}_s^+ \right|$ e $\left| \underline{u}_s^- \right|$ representam, respectivamente, as amplitudes dos fasores espaciais das componentes de sequência positiva e de sequência negativa das tensões dos enrolamentos do motor.

Seguindo um raciocínio análogo, pode demonstrar-se que o valor máximo do terceiro harmónico das tensões dos enrolamentos do motor – $\left| \underline{u}_s^{3f} \right|$ – que o controlador de histerese

do fluxo permitirá será dado pela expressão

$$\frac{|u_s^{3f}|}{|u_s^+|} \approx \frac{3\Delta\psi}{\psi_{ref}}. \quad (3.21)$$

As equações (3.20) e (3.21) permitem concluir que o valor máximo do terceiro harmónico das tensões, permitido pelo controlador do fluxo, é o triplo do valor máximo permitido para a componente de sequência negativa das tensões dos enrolamentos⁶¹. Atendendo aos valores típicos da largura da banda de histerese do controlador do fluxo estatórico, verifica-se que o terceiro harmónico presente nas tensões dos enrolamentos estatóricos do motor pode atingir 4.5 % do valor da tensão nominal de tais enrolamentos, o que representa um valor suficientemente elevado para introduzir um terceiro harmónico de amplitude apreciável nas correntes eléctricas dos enrolamentos (e de alimentação) do motor.

Naturalmente que a cadeia de fenómenos desencadeada pelo aparecimento da avaria não termina neste ponto. Prosseguindo com o raciocínio, encontrar-se-ia ainda justificação para o aparecimento do quinto harmónico e outros nas correntes eléctricas de alimentação do motor. No entanto, quer com base nos resultados obtidos por simulação computacional quer com base nos resultados experimentais, obtidos com diferentes motores e para diferentes tipos de assimetrias estatóricas (curtos-circuitos reais e assimetrias residuais), verifica-se que para além do termo fundamental, o terceiro harmónico é aquele que se salienta mais no espectrograma de qualquer uma das três correntes eléctricas de alimentação do motor num accionamento com DTC, constituindo desta forma um possível meio de detecção de assimetrias estatóricas, entre as quais os curtos-circuitos entre espiras.

Como corolário desta dedução, há que mencionar o facto que, de acordo com os resultados obtidos em (3.20) e (3.21), ambas as hipóteses estabelecidas à partida para a compensação da componente oscilatória à frequência $2f_s$ do binário são plausíveis, não implicando por isso que ambas tenham de se verificar simultaneamente. No entanto, inúmeras simulações numéricas efectuadas com diferentes motores bem como inúmeros ensaios experimentais, alguns deles documentados neste e no próximo capítulo, demonstram que o sistema de controlo do accionamento tende sempre a apenas desequilibrar ligeiramente o sistema de tensões de alimentação do motor e a introduzir um terceiro harmónico de amplitude não desprezável, mesmo para pequenas extensões da avaria.

⁶¹ Convém referir a este propósito que (3.20) e (3.21) foram deduzidas considerando, de forma isolada, a componente inversa e o terceiro harmónico das tensões dos enrolamentos do motor. Pode demonstrar-se que a existência simultânea de uma componente inversa e de um terceiro harmónico em tais tensões poderá, em termos teóricos, permitir que estas componentes tenham valores superiores aqueles dados por (3.20) e (3.21).

Por outro lado, a questão da introdução de um terceiro harmónico nas correntes eléctricas está intimamente relacionada com o erro introduzido pelo estimador do binário (ver (3.18)). Por conseguinte, e por forma a investigar o papel que este erro tem na introdução do terceiro harmónico nas correntes eléctricas, realizaram-se algumas simulações numéricas em que foi fornecido ao sistema de controlo do accionamento o valor real do binário electromagnético desenvolvido pelo motor (disponível no programa de simulação mas não implementável num sistema real), em detrimento do valor estimado do mesmo. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 32.

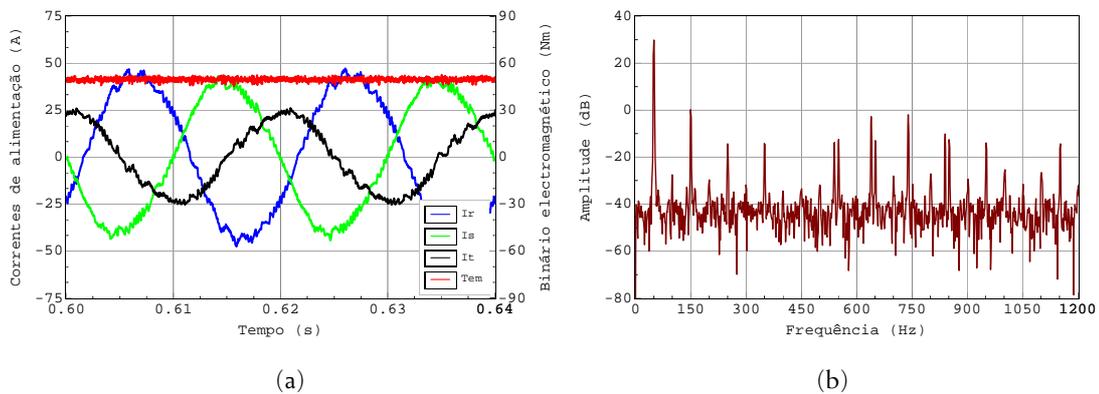


Fig. 32 – Funcionamento do accionamento em condições idênticas às da Fig. 30(b), excepto no facto do binário electromagnético fornecido ao sistema de controlo ser o valor real e não o valor estimado: (a) formas de onda das correntes de alimentação do motor e binário electromagnético; (b) espectrograma de uma das correntes de alimentação do motor.

Nestas condições, o binário electromagnético real é forçado a seguir o valor de referência imposto pelo controlador do binário. Porém, as formas de onda das correntes eléctricas de alimentação agora obtidas estão muito menos distorcidas quando comparadas com aquelas apresentadas na Fig. 30(b). O espectrograma de uma das correntes eléctricas (Fig. 32(b)) demonstra que essa menor distorção se fica a dever ao facto da amplitude do terceiro harmónico das correntes eléctricas ser agora bastante inferior (comparar a Fig. 30(d) com a Fig. 32(b))⁶². Esta simulação numérica coloca em evidência o facto da existência do terceiro harmónico nas correntes eléctricas de alimentação do motor, numa situação de avaria nos enrolamentos estáticos e num accionamento com DTC, estar intimamente relacionada com a introdução de um erro pelo estimador do binário electromagnético.

Para finalizar este tópico, os resultados apresentados na Fig. 32 devem ser complementados com uma análise de (3.13). É interessante verificar que o valor real do

⁶² A amplitude do terceiro harmónico da corrente eléctrica, da fase R, de alimentação do motor, quando o binário electromagnético fornecido ao sistema de controlo é o binário real, representa apenas cerca de 25 % do valor dessa mesma grandeza quando o binário electromagnético é estimado.

binário desenvolvido pelo motor é aproximadamente constante. Como as correntes de alimentação do motor contém uma componente de sequência negativa de grande amplitude (basta observar a Fig. 32(a) para chegar a tal conclusão), o primeiro termo do segundo membro de (3.13), bem como o segundo termo, conterão componentes oscilatórias à frequência $2f_s$. Para que o binário total seja aproximadamente constante, a única possibilidade é que essas duas componentes oscilatórias tenham fases opostas. Por outro lado, quando o binário fornecido ao controlador do binário é estimado por intermédio do primeiro termo do segundo membro de (3.13), o segundo termo dará origem a duas contribuições distintas para a componente oscilatória do binário à frequência $2f_s$: a primeira contribuição corresponde à interacção da corrente de curto-circuito com a componente à frequência f_s de $i_{qs} + i_{qr}$; por outro lado, da interacção da corrente de curto-circuito com o terceiro harmónico de $i_{qs} + i_{qr}$ resulta a segunda contribuição para o termo oscilatório do binário à frequência $2f_s$, e uma outra componente do binário, esta última à frequência $4f_s$, como se pode observar na Fig. 30(f). Por estes motivos é que, para situações comparáveis de funcionamento do motor, as oscilações do binário electromagnético, no caso do accionamento, são de muito maior amplitude do que no caso de uma alimentação sinusoidal. Assim, pode afirmar-se que, de algum modo, o sistema de controlo do accionamento actua como um amplificador das oscilações do binário associadas a uma determinada extensão da avaria no motor. Este aspecto é de grande importância, pois a carga mecânica acoplada ao motor poderá não admitir tais oscilações, em particular se o accionamento estiver a funcionar sem malha de realimentação da velocidade.

Pode observar-se na Fig. 33 a evolução da amplitude do terceiro harmónico da corrente eléctrica de alimentação do motor em função da extensão da avaria.

Na Fig. 34 podem ser observados alguns resultados experimentais relativos a este mesmo assunto, demonstrando que o terceiro harmónico começa a manifestar-se nas correntes eléctricas de alimentação do motor mesmo quando a extensão da avaria é pequena e a corrente de curto-circuito é limitada a um valor relativamente reduzido.

Os resultados anteriores demonstram a existência de um terceiro harmónico de amplitude algo significativa mesmo para pequenas extensões da avaria. Face a estes resultados seria expectável que este harmónico da corrente eléctrica de alimentação constituísse uma forma expedita de detectar avarias nos enrolamentos estatóricos do motor num accionamento com DTC. Porém, há que referir que outros fenómenos poderão produzir o mesmo harmónico nas correntes de alimentação do motor. De facto, a saturação magnética que ocorre em qualquer motor, combinada com a existência de assimetrias residuais, pode dar origem à existência desta componente espectral na corrente eléctrica mesmo quando o motor não possui avarias.

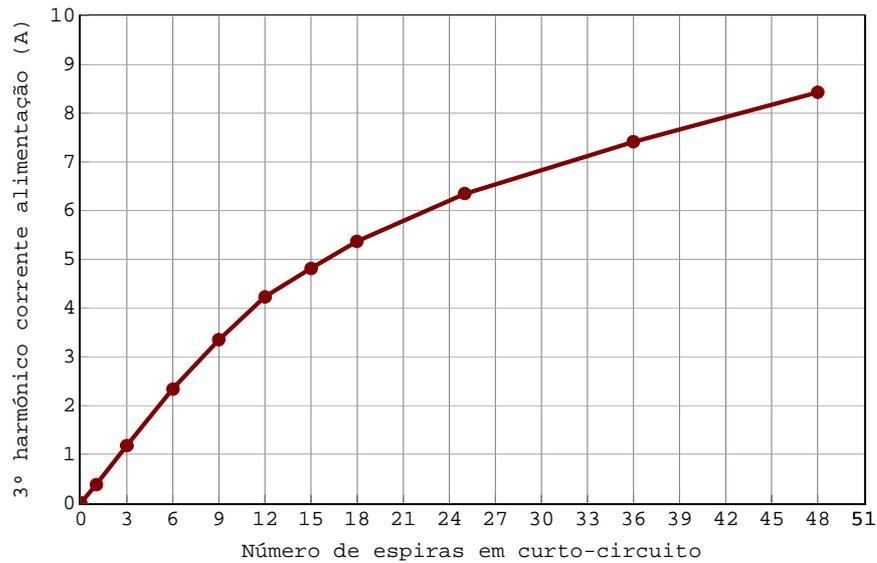


Fig. 33 – Resultados de simulação relativos à evolução do valor eficaz do terceiro harmónico da corrente de alimentação da fase R do motor, em função da extensão da avaria (accionamento com DTC, a funcionar com uma velocidade de referência de 1478 rpm, com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo, para diferentes extensões da avaria no enrolamento U-X).

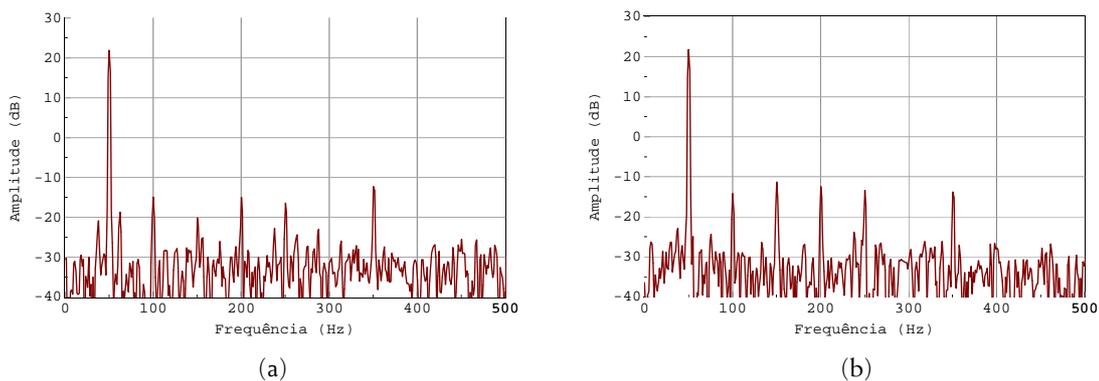


Fig. 34 – Resultados experimentais relativos ao espectrograma da corrente eléctrica de alimentação do motor, com os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo, para uma velocidade de referência do accionamento de 1500 rpm: (a) motor sem avarias; (b) três espiras em curto-circuito no enrolamento U-X (corrente de curto-circuito limitada a 14.9 A).

Por outro lado, convém avaliar o comportamento do accionamento quando o motor não possui avarias nos enrolamentos estatóricos mas possui assimetrias residuais que dão origem a um desequilíbrio nas três correntes de alimentação do motor. Para este efeito, optou-se por efectuar um teste relativamente simples mas elucidativo. Ligou-se o conversor de frequência, usado nos ensaios experimentais relatados anteriormente, a um outro motor de indução, sem quaisquer avarias nos enrolamentos estatóricos mas com uma assimetria residual algo elevada. O espectrograma a seguir apresentado contém os resultados obtidos com o accionamento usando este motor⁶³.

⁶³ Características mais relevantes do motor usado neste ensaio: motor ABB®, modelo MBT 100LB, 3 kW, 230 V / 400 V, 50 Hz, 12.3 A / 7.1 A, 1415 rpm.

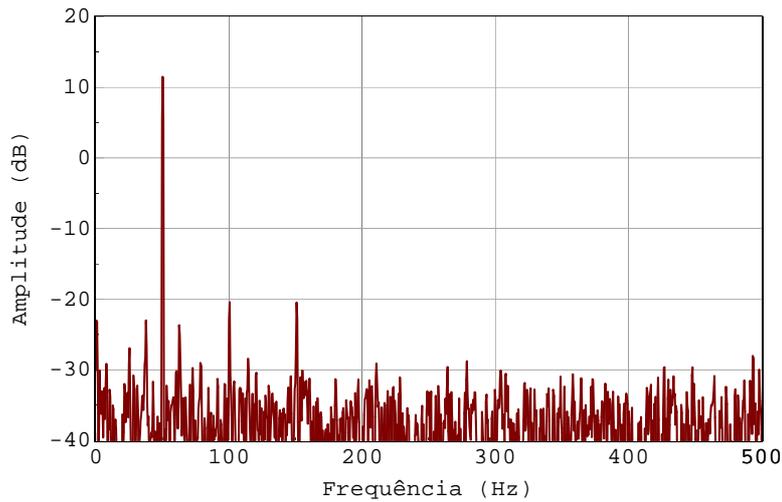


Fig. 35 – Resultados experimentais relativos ao espectrograma da corrente eléctrica de alimentação de um motor de indução trifásico de 3 kW sem avarias nos enrolamentos estatóricos e que faz parte integrante de um accionamento com DTC. O terceiro harmónico (150 Hz) encontra-se presente devido à assimetria residual deste motor.

Embora o motor usado não possua quaisquer avarias, o facto de se tratar de um motor de baixa potência (3 kW) conduz a que hajam assimetrias residuais que dão origem a um desequilíbrio nas três correntes de alimentação do motor quando este se liga directamente à rede. Quando este motor faz parte integrante do accionamento com DTC, o controlador do conversor de frequência não consegue distinguir o desequilíbrio proveniente de uma possível avaria daquele que advém da assimetria residual, conduzindo ao aparecimento do terceiro harmónico na corrente eléctrica em qualquer um destes casos. Esta constitui a principal limitação no uso desta técnica de diagnóstico. Como as assimetrias residuais são, de um modo geral, mais preponderantes em motores de pequena potência, o uso do terceiro harmónico da corrente eléctrica para efeitos de diagnóstico será mais adequado em motores de média e grande potência onde tais assimetrias não se revestem de tão grande importância.

Apresentam-se de seguida mais alguns resultados obtidos com o accionamento com DTC (Tabela 8)⁶⁴.

Para avaliar a influência que o tipo de alimentação (fonte de tensão sinusoidal ou conversor de frequência) tem na forma como a avaria se manifesta e nas alternativas de diagnóstico, os resultados apresentados na Tabela 8 podem ser confrontados com aqueles constantes da Tabela 4 (o motor encontra-se em idênticas condições de funcionamento, diferindo apenas no tipo de alimentação).

⁶⁴ Usando novamente o motor de 15 kW.

Tabela 8 – Resultados de simulação relativos à evolução de algumas grandezas com a extensão da avaria (accionamento com DTC em que o motor funciona com os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo, para diferentes números de espiras em curto-circuito no enrolamento $U-X$).

Número de espiras curto-circuitadas	Componentes simétricas das correntes de alimentação (A) (valor máximo)		Binário electromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)		Potência instantânea total absorvida pelo motor (VA)		Corrente de curto-circuito (A)
	Sequência positiva	Sequência negativa	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$ ⁶⁵	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	
0	21.993	0.121	49.52	0.00	7816.4	70.6 ⁶⁶	-
1	23.177	0.725	49.53	3.98	8463.5	362.3	257.34
3	25.909	2.146	49.52	11.96	9779.5	1085.5	253.70
6	29.881	3.883	49.53	22.57	11172.2	2372.9	236.00
9	32.913	5.209	49.52	30.84	11941.4	3516.2	211.86
12	34.895	6.055	49.52	36.81	12148.0	3944.2	187.91
15	36.216	6.941	49.53	41.02	11919.6	4370.6	166.85
18	37.238	7.625	49.54	44.23	11816.2	4974.6	149.25
25	38.519	8.612	49.53	49.57	11477.3	5466.9	119.20
36	39.962	10.550	49.52	54.13	10996.1	5562.0	91.29
48	40.838	12.631	49.51	53.72	10682.0	4890.1	74.15

Comparando os resultados obtidos relativamente à amplitude (do termo fundamental) da corrente de curto-circuito, verifica-se que o tipo de alimentação do motor não influencia significativamente esta grandeza. Por outro lado, a potência activa absorvida pelo motor (valor médio da potência eléctrica instantânea total) e o valor médio do binário electromagnético são praticamente iguais para os dois tipos de alimentação, o que se coaduna com o facto do binário de carga do motor ser também o mesmo⁶⁷. As diferenças nos resultados obtidos surgem quando se observa a amplitude da componente de sequência negativa das correntes eléctricas de alimentação do motor. De facto, a amplitude desta grandeza, no caso do accionamento com DTC, representa cerca de metade do valor que possui quando o motor é alimentado por uma fonte de tensão sinusoidal, para a mesma extensão da avaria. Este facto, como foi já referido anteriormente, deve-se à tentativa do sistema de controlo do accionamento de introduzir uma pequena componente de sequência negativa nas tensões de alimentação do motor por forma a compensar o desequilíbrio das correntes eléctricas provocado pela avaria, não conseguindo no entanto fazer esta

⁶⁵ Talvez surpreendente sejam os valores tão elevados desta grandeza com o aparecimento da avaria. Porém, e para garantir que os ganhos do controlador PI existente no accionamento não têm um papel preponderante nas amplitudes aqui registadas, variaram-se ao longo de uma gama de valores bastante alargada o ganho proporcional e tempo integral do controlador PI usado, não se tendo registado no entanto alterações significativas nos valores do binário electromagnético constantes desta tabela. Demonstra-se assim que a amplitude das oscilações do binário electromagnético não é significativamente afectada pela largura de banda da malha de realimentação da velocidade do accionamento.

⁶⁶ Este valor não é nulo, como seria expectável, para uma situação de funcionamento do motor sem avarias. Tal ocorre não apenas com esta mas também com muitas outras componentes espectrais da potência instantânea total absorvida pelo motor, mesmo filtrando previamente os sinais da corrente eléctrica e tensões de alimentação necessários ao cálculo desta grandeza.

⁶⁷ Estando o motor a funcionar à mesma velocidade e sendo o binário de carga proporcional a esta grandeza, facilmente se conclui este facto.

compensação na totalidade.

Outra influência do tipo de alimentação do motor na forma como a avaria se manifesta é o facto de, no caso do accionamento com DTC, a amplitude da componente à frequência $2f_s$ do binário ser várias vezes superior ao valor que apresenta para o caso de uma alimentação sinusoidal, ao passo que a componente à frequência $2f_s$ da potência instantânea total é bastante inferior no caso do accionamento. Grosso modo, pode afirmar-se que para uma alimentação sinusoidal o efeito da avaria *está fortemente concentrado* na componente oscilatória da potência eléctrica total absorvida pelo motor, ao passo que no caso do accionamento com DTC o efeito predominante da avaria *é transferido* para o binário electromagnético. Com base nos resultados obtidos, verifica-se que tanto a potência eléctrica total como o binário electromagnético exibem comportamentos fortemente dependentes do tipo de alimentação do motor, não se adequando ao desenvolvimento de uma técnica de diagnóstico universal, isto é, uma técnica cujos resultados obtidos através da aplicação da mesma não dependam do tipo de sistema de alimentação do motor.

Por último, é de referir ainda que a amplitude da componente de sequência positiva das correntes de alimentação do motor, uma vez mais se revela uma grandeza a ter em conta no processo de diagnóstico, pelo facto dos valores obtidos não dependerem significativamente do tipo de sistema de alimentação do motor.

As observações anteriores, de carácter qualitativo, basearam-se nos resultados obtidos com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em triângulo mas são igualmente aplicáveis ao caso de uma ligação em estrela desses mesmos enrolamentos.

Por outro lado, também no caso do accionamento a variação do nível de carga do motor conduz a conclusões idênticas àquelas já retiradas a propósito do funcionamento do motor quando alimentado por um sistema de tensões sinusoidais.

Por último, e porque se trata de um accionamento a velocidade variável, convém observar as alterações no comportamento do sistema introduzidas pela variação da velocidade de referência do accionamento ou, o mesmo será dizer, pela variação da frequência do termo fundamental das tensões de saída do inversor do conversor de frequência.

Apresentam-se de seguida os resultados mais ilustrativos, obtidos para diferentes valores da velocidade de referência do accionamento⁶⁸.

⁶⁸ Para os resultados poderem ser comparados numa base justa, optou-se por impor ao motor um binário de carga constante e igual a 49.53 Nm.

Tabela 9 – Resultados de simulação relativos à evolução de algumas grandezas em função da velocidade de referência do accionamento (motor com os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo, com 12 espiras em curto-circuito no enrolamento $U-X$).

Velocidade de referência (rpm)	Componentes simétricas das correntes de alimentação (A) (valor máximo)		Binário electromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)		Potência instantânea total absorvida pelo motor (VA)		Corrente de curto-circuito (A)
	Sequência positiva	Sequência negativa	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	Componente contínua	Componente à frequência $2f_s$	
1478	34.895	6.055	49.52	36.81	12148.0	3944.2	187.91
750	30.887	5.859	49.50	22.66	5978.1	1994.5	128.51
100	23.444	2.367	49.53	1.18	577.2	79.8	27.17

De acordo com os resultados anteriores, observa-se uma diminuição do valor da corrente de curto-circuito com a diminuição da velocidade de referência do accionamento. Este facto é facilmente explicado atendendo a que a frequência e o módulo das tensões de saída do inversor registam igualmente uma diminuição aproximadamente na mesma razão da diminuição da velocidade de referência⁶⁹. Por outro lado, a resistência dos enrolamentos estatóricos do motor poderá ser considerada aproximadamente independente da frequência de alimentação do motor, ao passo que a reactância de fugas desses enrolamentos diminui na mesma razão da diminuição da frequência das tensões de alimentação. Conjugando estes factos com o reconhecimento de que a impedância interna oferecida pelo motor à circulação da corrente de curto-circuito é aproximadamente dada pela impedância complexa resultante da soma da resistência das espiras em curto-circuito e da respectiva reactância de fugas, compreende-se agora que a diminuição da velocidade de referência, numa dada proporção, acarreta uma diminuição, na mesma proporção, da tensão induzida nas espiras em curto-circuito (malha de curto-circuito), ao passo que a impedância interna oferecida pelo motor diminuirá mas numa proporção inferior. Como tal, a corrente de curto-circuito registará uma diminuição com a diminuição do valor da velocidade de referência do sistema de controlo. Pode ainda concluir-se, atendendo ao que foi referido anteriormente, que esta diminuição da corrente de curto-circuito será mais acentuada em motores cujos enrolamentos estatóricos tenham uma resistência eléctrica apreciável, predominante relativamente à respectiva reactância de fugas (motores de muito baixa potência).

A diminuição da corrente de curto-circuito com a diminuição da velocidade de referência do accionamento acarreta uma diminuição de todos os indicadores da avaria, designadamente a amplitude da componente de sequência negativa das correntes de alimentação do motor e as amplitudes das componentes espectrais à frequência $2f_s$ do binário electromagnético e da

⁶⁹ Por conseguinte, as tensões induzidas nas espiras em curto-circuito dos enrolamentos estatóricos diminuem também aproximadamente na mesma proporção da diminuição da velocidade de referência.

potência instantânea total absorvida pelo motor.

3.2 O Método dos Referenciais Múltiplos

Como se pode concluir através da análise dos resultados apresentados anteriormente, é difícil desenvolver uma técnica de diagnóstico que seja independente das condições de funcionamento do motor, do seu nível de carga mecânica, das suas características, da existência de assimetrias residuais, e que simultaneamente tenha aplicação directa em motores com uma alimentação sinusoidal bem como em accionamentos com DTC.

Com o objectivo de ultrapassar estas limitações no diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos dos motores de indução trifásicos, garantindo simultaneamente a aplicabilidade de uma mesma técnica de diagnóstico em motores alimentados directamente pela rede e em accionamentos com DTC, é desenvolvido e proposto neste trabalho um novo método de diagnóstico, aqui designado por Método dos Referenciais Múltiplos – MRF (*Multiple Reference Frames*). Apresenta-se de seguida uma breve resenha histórica acerca da génese da teoria dos referenciais múltiplos e da forma como ela pode ser usada como método de diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos do motor.

3.2.1 A Teoria dos Referenciais Múltiplos – Perspectiva Histórica

A primeira referência pública ao método dos referenciais múltiplos data de 1968 [154]. Nesse trabalho, este método é usado para analisar o funcionamento, em regime permanente, da máquina de indução simétrica, alimentada por uma qualquer fonte de alimentação em que os sinais da tensão têm uma forma de onda arbitrária mas periódica, sendo tal método apresentado como uma alternativa ao método das componentes simétricas. De acordo com o MRF, as tensões de alimentação do motor podem, numa primeira fase, ser transformadas para eixos $d-q$ num referencial estatórico. Cada uma das duas componentes deste sistema de tensões (em eixos $d-q$) pode posteriormente ser decomposta em série de Fourier e cada harmónico resultante transformado para um referencial síncrono. É demonstrado que, independentemente da forma ou relação entre as tensões aplicadas ao estator do motor, sejam elas desequilibradas e/ou não sinusoidais, aparecerá um conjunto de sistemas de tensão equilibrados nesse referencial síncrono. Se a velocidade do rotor for constante, as equações de tensão que descrevem o comportamento do motor serão lineares e o princípio da sobreposição pode ser aplicado. Escolhendo um referencial diferente para cada um desses sistemas equilibrados, de modo a que as variáveis apareçam nesses referenciais como

constantes, as correntes eléctricas ou outras variáveis julgadas relevantes podem ser determinadas como se tratasse de um circuito de corrente contínua, simplificando deste modo o seu cálculo. O comportamento global do motor pode finalmente ser obtido através da adição das contribuições individuais de cada um destes sistemas equilibrados, calculadas em cada um dos referenciais múltiplos, referidas a um referencial estatórico ou a coordenadas de fase, caso seja necessário.

Depois deste trabalho inicial, o MRF foi usado para analisar o comportamento de um accionamento eléctrico constituído por um conjunto rectificador-inversor a alimentar um motor de indução trifásico [155]. Mais tarde, o mesmo método é ainda aplicado na análise do comportamento de diferentes tipos de máquinas eléctricas e accionamentos, tais como o motor de passo de relutância variável [156], a máquina de indução bifásica assimétrica [157], a máquina de indução monofásica com um enrolamento auxiliar [158] e um accionamento baseado num motor dc sem escovas [159]. Mais recentemente, a teoria dos referenciais múltiplos foi ainda usada na construção de um estimador/controlador síncrono para uma máquina síncrona de ímans permanentes [160].

É proposto neste trabalho o uso dos referenciais múltiplos no domínio do diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos.

3.2.2 Referenciais Múltiplos no Diagnóstico de Avarias nos Enrolamentos Estatóricos

Foi demonstrado no Apêndice E que o comportamento de um motor de indução trifásico, em eixos d - q -0, é regido por um conjunto de equações aqui apresentadas novamente para uma maior clareza na exposição

$$[u_s]_{dq0} - \underbrace{\frac{k}{3} \begin{bmatrix} (-2kL_s - 3L_{ms}) \cos \theta_a \\ (2kL_s + 3L_{ms}) \sin \theta_a \\ -kL_s \end{bmatrix}}_{\text{Introduzidos pela avaria}} \frac{di_{cc}}{dt} + \frac{k}{3} R_s \begin{bmatrix} 2 \cos \theta_a \\ -2 \sin \theta_a \\ 1 \end{bmatrix} i_{cc} = [R_s][i_s]_{dq0} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [i_s]_{dq0}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [i_r]_{dq0} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 \\ L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_s]_{dq0} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -L_m & 0 \\ L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_r]_{dq0}$$

(3.22)

$$\underbrace{-kL_{ms} \begin{pmatrix} -\cos\theta_a \\ \sin\theta_a \\ 0 \end{pmatrix} \frac{di_{cc}}{dt} + \omega_r \begin{pmatrix} \sin\theta_a \\ \cos\theta_a \\ 0 \end{pmatrix} i_{cc}}_{\text{Introduzidos pela avaria}} = [R_r][i_r]_{dq0} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [i_r]_{dq0} \quad (3.23)$$

$$+ \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [i_s]_{dq0} + (\omega_a - \omega_r) \begin{pmatrix} 0 & -L_m & 0 \\ L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} [i_s]_{dq0} + \begin{pmatrix} 0 & -L_r & 0 \\ L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} [i_r]_{dq0}$$

$$k^2 (L_{ls} + L_{ms}) \frac{di_{cc}}{dt} + (R_{cc} + kR_s) i_{cc} = kR_s \begin{bmatrix} \cos\theta_a \\ -\sin\theta_a \\ 1 \end{bmatrix}^T [i_s^*]_{dq0} - \omega_a k (kL_{ls} + L_m) \begin{bmatrix} \sin\theta_a \\ \cos\theta_a \\ 0 \end{bmatrix}^T [i_s^*]_{dq0} \quad (3.24)$$

$$+ k \begin{bmatrix} (kL_{ls} + L_m) \cos\theta_a \\ -(kL_{ls} + L_m) \sin\theta_a \\ kL_{ls} \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} [i_s^*]_{dq0} - \omega_a k L_m \begin{bmatrix} \sin\theta_a \\ \cos\theta_a \\ 0 \end{bmatrix}^T [i_r]_{dq0} + kL_m \begin{bmatrix} \cos\theta_a \\ -\sin\theta_a \\ 0 \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} [i_r]_{dq0}$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) + p k L_m i_{cc} (i_{dr} \sin\theta_a + i_{qr} \cos\theta_a). \quad (3.25)$$

Uma análise cuidada às equações (3.22) e (3.23) permite concluir que o segundo membro de cada uma delas é em tudo idêntico ao correspondente a um motor sem quaisquer avarias, enquanto que o primeiro membro pode ser encarado como a soma das tensões de alimentação do motor com dois termos adicionais introduzidos pela avaria.

Com bases nas equações anteriores, é possível estabelecer os seguintes circuitos equivalentes, em eixos d - q -0, representativos do funcionamento do motor com um curto-circuito nos enrolamentos estatóricos (Fig. 36).

As componentes dos fluxos encadeados estatóricos e rotóricos, que constam dos circuitos equivalentes da Fig. 36, são calculados como se tratasse de um motor perfeitamente simétrico:

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (3.26)$$

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (3.27)$$

$$\psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (3.28)$$

$$\psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs}. \quad (3.29)$$

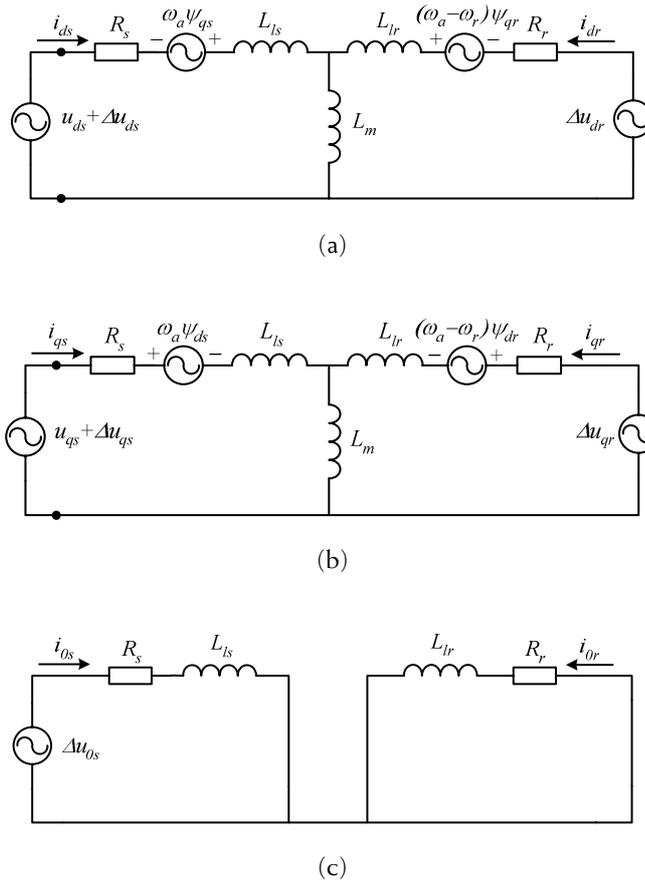


Fig. 36 – Circuitos equivalentes de um motor de indução trifásico com um curto-circuito no enrolamento estático $U-X$, num sistema de eixos $d-q-0$ a rodar a uma velocidade angular arbitrária ω_a : (a) circuito segundo o eixo d ; (b) circuito segundo o eixo q ; (c) circuito segundo o eixo 0 .

É importante registar que a avaria se manifesta nestes circuitos equivalentes através do aparecimento de componentes adicionais, segundo os eixos $d-q$, nas tensões dos enrolamentos estáticos e rotóricos. Relativamente ao eixo 0 há que considerar duas situações distintas que estão relacionadas com os dois tipos de ligação dos enrolamentos estáticos. Assim, e como já foi observado, se estes enrolamentos se encontrarem ligados em triângulo, a avaria irá introduzir uma corrente de circulação na malha fechada formada pelos enrolamentos das três fases do motor. Esta corrente de circulação terá a amplitude da componente da corrente dos enrolamentos estáticos segundo o eixo 0 , apresentada na Fig. 36(c). Por outro lado, se os enrolamentos estáticos estiverem ligados em estrela, esta componente homopolar não pode circular, aparecendo em sua substituição uma componente homopolar nas tensões dos enrolamentos estáticos⁷⁰.

As equações (3.22) e (3.23) foram deduzidas num referencial a rodar a uma velocidade angular arbitrária ω_a . Deste modo, estas equações podem ser particularizadas para qualquer

⁷⁰ A existência de tal tensão já tinha sido constatada experimentalmente em [48], não tendo sido no entanto apresentada qualquer prova matemática da sua existência.

referencial, nomeadamente para um referencial a rodar à velocidade de sincronismo do motor (referencial síncrono). Neste referencial, o ângulo presente na matriz de transformação das grandezas, de coordenadas de fase para eixos $d-q-0$, é dado por

$$\theta_a = \pm \omega_s t + \theta_0, \quad (3.30)$$

onde os sinais "+" e "-" aplicam-se aos casos de um referencial síncrono a rodar no sentido anti-horário e sentido horário, respectivamente. O ângulo θ_0 representa a posição inicial dos eixos $d-q-0$ no instante $t=0$ e pode ser escolhido de forma arbitrária embora, como se verá posteriormente, uma escolha criteriosa deste ângulo possa simplificar a medida dos efeitos introduzidos pela avaria nalgumas grandezas.

Considerando apenas o termo fundamental das grandezas (correntes e tensões) dos enrolamentos do motor, e tal como foi observado anteriormente, a corrente de curto-circuito pode ser dada pela expressão

$$i_{cc}(t) = \sqrt{2} I_{cc} \cos(\omega_s t + \varphi), \quad (3.31)$$

onde I_{cc} e ω_s representam o valor eficaz da corrente de curto-circuito e a frequência angular do sistema de tensões de alimentação do motor. O ângulo φ representa a fase inicial desta corrente, cujo valor dependerá da extensão da avaria, da sua localização ao longo do enrolamento directamente afectado pela mesma, e ainda de alguns parâmetros do motor, com especial destaque para os valores da resistência e reactância de fugas dos enrolamentos estatóricos.

Tendo em conta (3.30) e (3.31), e atendendo ao facto da derivada em ordem ao tempo de i_{cc} ser ainda uma função trigonométrica cujo argumento varia na razão directa de ω_s , conclui-se que em qualquer um dos dois referenciais síncronos anteriormente mencionados, as componentes adicionais (introduzidas pela avaria) da tensão segundo os eixos $d-q$, que figuram no primeiro membro de (3.22) e (3.23), correspondem ao produto de duas funções trigonométricas cujos argumentos variam com a frequência angular de alimentação do motor. Deste modo, e aplicando algumas relações matemáticas bem conhecidas, pode ser demonstrado que os termos adicionais do primeiro membro de tais equações são iguais à soma de um termo constante com uma função sinusoidal (seno ou coseno) ao dobro da frequência angular de alimentação do motor. A componente homopolar destes termos adicionais das tensões dos enrolamentos do motor constitui a excepção, pois aparece em qualquer referencial como uma função sinusoidal à frequência de alimentação do motor. De salientar, neste contexto, o facto das componentes segundo os eixos $d-q$ e a componente

homopolar das tensões e correntes relativas aos enrolamentos estatóricos estarem interligadas através da corrente de curto-circuito i_{cc} e, por conseguinte, não serem independentes entre si. No entanto, se a corrente de curto-circuito for considerada como uma variável independente (tal pode ser efectuado sem qualquer perda de generalidade), as componentes segundo os eixos d - q e a componente homopolar de tais grandezas podem ser analisadas de forma independente⁷¹. Por conseguinte, de seguida serão tratadas em separado as componentes segundas os eixos d - q e a componente homopolar das diversas grandezas em análise.

Considerando a velocidade de rotação do rotor como constante⁷², (3.22) e (3.23) são lineares e cada uma delas pode ser separada em duas equações: uma resultante do agrupamento dos termos constantes em cada um dos membros da equação original e uma outra equação, correspondente ao agrupamento dos termos sinusoidais à frequência dupla da do sistema de alimentação. Das duas equações resultantes do agrupamento dos termos, apenas a primeira será usada pois nessa equação todas as quantidades aparecem como constantes. Com base nesta metodologia, podem escrever-se as seguintes equações para os enrolamentos estatóricos⁷³:

$$[u_s]_{dq}^+ + [\Delta u_s]_{dq}^+ = [R_s][i_s]_{dq}^+ + \omega_s \left(\begin{bmatrix} 0 & -L_s \\ L_s & 0 \end{bmatrix} [i_s]_{dq}^+ + \begin{bmatrix} 0 & -L_m \\ L_m & 0 \end{bmatrix} [i_r]_{dq}^+ \right) \quad (3.32)$$

$$[\Delta u_s]_{dq}^+ = \frac{k}{6} \sqrt{2} I_{cc} \omega_s \begin{bmatrix} (-2kL_{ls} - 3L_{ms}) \sin(\varphi - \theta_0) \\ (2kL_{ls} + 3L_{ms}) \cos(\varphi - \theta_0) \end{bmatrix} + \frac{k}{3} \sqrt{2} I_{cc} R_s \begin{bmatrix} \cos(\varphi - \theta_0) \\ \sin(\varphi - \theta_0) \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

$$\underbrace{u_{0s}}_{=0} + \Delta u_{0s} = R_s i_{0s} + L_{ls} \frac{di_{0s}}{dt} \quad (3.34)$$

$$\Delta u_{0s} = \frac{k^2}{3} L_{ls} \frac{di_{cc}}{dt} + \frac{k}{3} R_s i_{cc}. \quad (3.35)$$

Relativamente aos enrolamentos rotóricos obtêm-se as equações

$$\underbrace{[u_r]_{dq}^+}_{=0} + [\Delta u_r]_{dq}^+ = [R_r][i_r]_{dq}^+ + (\omega_s - \omega_r) \left(\begin{bmatrix} 0 & -L_m \\ L_m & 0 \end{bmatrix} [i_s]_{dq}^+ + \begin{bmatrix} 0 & -L_r \\ L_r & 0 \end{bmatrix} [i_r]_{dq}^+ \right) \quad (3.36)$$

⁷¹ Ao actuar-se na impedância (resistência) de curto-circuito externa ao motor pode-se controlar o valor da corrente i_{cc} . Assim, há dois graus de liberdade para condicionar esta variável: o parâmetro k e a resistência de contacto R_{cc} .

⁷² O facto de se considerar a velocidade de rotação como constante é uma boa aproximação da realidade uma vez que, regra geral, a inércia combinada do rotor do motor e da carga mecânica a ele acoplada é suficientemente elevada para "filtrar" as oscilações de velocidade à frequência dupla da do sistema de alimentação do motor, originadas pela avaria.

⁷³ Considerando um referencial síncrono a rodar no sentido anti-borário.

$$[\Delta u_r]_{dq}^+ = -\frac{kL_{ms}}{2}\sqrt{2}I_{cc} \left(\omega_s \begin{bmatrix} \sin(\varphi - \theta_0) \\ -\cos(\varphi - \theta_0) \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} -\sin(\varphi - \theta_0) \\ \cos(\varphi - \theta_0) \end{bmatrix} \right). \quad (3.37)$$

Nas equações (3.32)-(3.37) o expoente "+" colocado nos vectores das tensões e correntes eléctricas relembra o facto de se tratar de grandezas que constituem componentes de sequência positiva.

Neste ponto do desenvolvimento matemático, pode agora explorar-se a linearidade de (3.32), (3.36) e aplicar o princípio da sobreposição. Por conseguinte, a solução do sistema de equações constituído por (3.32) e (3.36) (em ordem às variáveis $[i_s]_{dq}^+$ e $[i_r]_{dq}^+$) pode ser obtida considerando em primeiro lugar os termos forçadores $[u_s]_{dq}^+$ e $[u_r]_{dq}^+ = [0 \ 0]^T$, obtendo-se uma solução parcial $[i_s^b]_{dq}^+$ e $[i_r^b]_{dq}^+$, e considerando posteriormente os termos forçadores associados ao efeito da avaria ($[\Delta u_s]_{dq}^+$ e $[\Delta u_r]_{dq}^+$), dando origem a uma segunda solução parcial $[i_s^f]_{dq}^+$ e $[i_r^f]_{dq}^+$. A solução final do sistema de equações será então igual a

$$[i_s]_{dq}^+ = [i_s^b]_{dq}^+ + [i_s^f]_{dq}^+ \quad (3.38)$$

e

$$[i_r]_{dq}^+ = [i_r^b]_{dq}^+ + [i_r^f]_{dq}^+ \quad (3.39)$$

onde

$$[i_s]_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_{ds}^+ \\ i_{qs}^+ \end{bmatrix}, \quad [i_s^b]_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_{ds}^b \\ i_{qs}^b \end{bmatrix}, \quad [i_s^f]_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_{ds}^f \\ i_{qs}^f \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

$$[i_r]_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_{dr}^+ \\ i_{qr}^+ \end{bmatrix}, \quad [i_r^b]_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_{dr}^b \\ i_{qr}^b \end{bmatrix}, \quad [i_r^f]_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_{dr}^f \\ i_{qr}^f \end{bmatrix}. \quad (3.41)$$

Nas equações anteriores, os expoentes b e f caracterizam as grandezas correspondentes ao funcionamento do motor sem e com avarias, respectivamente.

A expressão (3.38) coloca em evidência o facto de um dos efeitos da avaria em estudo consistir na introdução de uma componente adicional ($\Delta i^f = i_{ds}^f + j i_{qs}^f$) no fasor espacial da componente de sequência positiva das correntes dos enrolamentos estáticos e, conseqüentemente, nas correntes de alimentação do motor. Este estudo corrobora os resultados apresentados anteriormente neste trabalho.

É ainda útil tentar estabelecer uma relação matemática entre a extensão da avaria (parâmetro k) e o módulo do vector indicador da avaria $\Delta \underline{i}_r^f$. Para este efeito, de modo a simplificar o tratamento matemático desta questão, e atendendo ao facto dos resultados de simulação e experimentais demonstrarem que a amplitude da corrente de curto-circuito não varia significativamente com o valor do deslizamento do rotor, pode-se particularizar (3.32), (3.33), (3.36) e (3.37) para a situação em que o motor funciona em vazio. Nestas condições, $\omega_r \simeq \omega_s$, $[\Delta u_r]_{dq}^+ = [0 \ 0]^T$ e $[i_r]_{dq}^+ = [i_r^b]_{dq}^+ + [i_r^f]_{dq}^+ = [0 \ 0]^T$. Por outro lado, o segundo termo do segundo membro de (3.33) pode ser desprezado face ao primeiro termo. Com estes considerandos, é válida a relação

$$|\Delta \underline{u}_s^+| = |\Delta u_{ds}^+ + j\Delta u_{qs}^+| \simeq \frac{k}{6} \sqrt{2} I_{cc} \omega_s (2kL_{ls} + 3L_{ms}). \quad (3.42)$$

Atendendo a que para pequenas extensões da avaria $k \ll 1$, e que, regra geral, $L_{ls} \ll L_{ms}$, (3.42) pode ainda ser rescrita como

$$|\Delta \underline{u}_s^+| \simeq \frac{k}{3} \sqrt{2} I_{cc} \omega_s \left(\frac{3}{2} L_{ms} \right) = \frac{k}{3} \sqrt{2} I_{cc} \omega_s L_m = \frac{k}{3} \sqrt{2} I_{cc} X_m, \quad (3.43)$$

em que X_m representa a reactância de magnetização que figura no esquema equivalente por fase do motor, na ausência de avarias.

A expressão (3.43) coloca em evidência o facto do termo adicional de tensão introduzido pela avaria ser directamente proporcional ao parâmetro k e proporcional a um terço da amplitude da corrente de curto-circuito.

É agora conveniente particularizar o ângulo θ_0 (ver (3.30)) de modo a simplificar tanto quanto possível a análise. Com este intuito, e sem perda de generalidade, pode-se considerar que os valores instantâneos das três tensões dos enrolamentos estatóricos do motor (correspondentes à componente de sequência positiva destas tensões, impostas pela fonte de alimentação do motor) podem ser dadas por⁷⁴

$$u_{as}^+(t) = U \cos(\omega_s t + \varphi_u) \quad (3.44)$$

$$u_{bs}^+(t) = U \cos(\omega_s t + \varphi_u - 2\pi/3) \quad (3.45)$$

$$u_{cs}^+(t) = U \cos(\omega_s t + \varphi_u + 2\pi/3). \quad (3.46)$$

Como

⁷⁴ Atente-se no facto de não se estar a impor a condição de um sistema de tensões de alimentação equilibrado.

$$\begin{bmatrix} u_s^+ \end{bmatrix}_{dq} = \begin{bmatrix} u_{ds}^+ \\ u_{qs}^+ \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - 2\pi/3) & \cos(\theta_a + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{as}^+ \\ u_{bs}^+ \\ u_{cs}^+ \end{bmatrix}, \quad (3.47)$$

ao escolher-se $\theta_a = \omega_s t + \varphi_u - \pi/2$, isto é, ao considerar-se

$$\theta_0 = \varphi_u - \pi/2, \quad (3.48)$$

está-se a expressar $\begin{bmatrix} u_s^+ \end{bmatrix}_{dq}$ num referencial síncrono de tal modo que $\begin{bmatrix} u_s^+ \end{bmatrix}_{dq} = [0 \quad U]^T$. Pode pois afirmar-se que, nestas condições, as tensões estão alinhadas com o eixo q do sistema de eixos.

Por outro lado, quer os resultados obtidos experimentalmente quer os resultados obtidos por simulação computacional demonstram que para pequenas extensões da avaria, a corrente de curto-circuito i_{cc} encontra-se em atraso relativamente à tensão u_{as}^+ de um pequeno ângulo τ . Por conseguinte, atendendo a (3.31) e a (3.44) ter-se-á

$$\varphi = \varphi_u - \tau. \quad (3.49)$$

Para se obter agora uma estimativa de Δi^f , basta resolver o sistema de equações (3.32) considerando apenas a solução parcial relativa ao termo forçador $\begin{bmatrix} \Delta u_s^+ \end{bmatrix}_{dq}$:

$$\begin{bmatrix} \Delta u_s^+ \end{bmatrix}_{dq} = \begin{bmatrix} R_s \\ L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^f \end{bmatrix}_{dq} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -L_s \\ L_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^f \end{bmatrix}_{dq}. \quad (3.50)$$

Considerando (3.33), (3.48) e (3.49), o sistema de equações anterior é ainda equivalente a

$$\begin{bmatrix} u_{ds}^f \\ u_{qs}^f \end{bmatrix} = \frac{k}{3} \sqrt{2} I_{cc} \omega_s L_m \begin{bmatrix} -\cos \tau \\ \sin \tau \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^f \\ i_{qs}^f \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -L_s \\ L_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^f \\ i_{qs}^f \end{bmatrix}. \quad (3.51)$$

Considerando que $L_s = L_m + L_{ls}$, e que $L_{ls} \ll L_m$, pode afirmar-se que $L_s \simeq L_m$. Desprezando agora a resistência dos enrolamentos estáticos, chega-se à seguinte solução para (3.51):

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^f \\ i_{qs}^f \end{bmatrix} = \frac{k}{3} \sqrt{2} I_{cc} \begin{bmatrix} \sin \tau \\ \cos \tau \end{bmatrix}. \quad (3.52)$$

Atendendo a este resultado, pode escrever-se

$$|\Delta i^f| = |i_{ds}^f + j i_{qs}^f| = \frac{k}{3} \sqrt{2} I_{cc}. \quad (3.53)$$

Naturalmente que a solução anterior assenta num vasto conjunto de aproximações e de assunções que poderão, nalguns casos, conduzir a erros apreciáveis. A grande utilidade da solução apresentada em (3.52) e (3.53) prende-se pois com o facto de se demonstrar que, de forma aproximada, para pequenas extensões da avaria (nestas circunstâncias τ é praticamente nulo), e num referencial síncrono a rodar no sentido anti-horário, em que as tensões dos enrolamentos estatóricos do motor estão alinhadas segundo o eixo q , a avaria introduz uma quantidade adicional nas correntes dos enrolamentos estatóricos, orientada maioritariamente segundo o eixo q , e cuja amplitude é directamente proporcional ao número de espiras curto-circuitadas e proporcional a um terço da amplitude da corrente de curto-circuito. Quando a extensão da avaria aumenta, o ângulo τ aumenta também e, como consequência, o vector Δi_s^f passa a ter também uma componente significativa segundo o eixo d .

Com base nos resultados anteriores, prova-se que o módulo do vector Δi_s^f é proporcional à extensão da avaria. Por outro lado, não foi imposta qualquer restrição relativamente à existência de desequilíbrios ou harmónicos no sistema de tensões dos enrolamentos do motor pelo que é expectável, e tal será confirmado posteriormente, que este vector seja um indicador fiável da presença da avaria mesmo quando existem desequilíbrios ou harmónicos em tal sistema de tensões (aspecto particularmente importante no caso do accionamento com DTC)⁷⁵. O tipo de ligação dos enrolamentos estatóricos do motor não foi até aqui especificado mas não é difícil demonstrar que se tais enrolamentos estiverem ligados em estrela, o vector Δi_s^f aparecerá directamente nas correntes de alimentação do motor (sendo designado por Δi_s^{fl}). Caso os enrolamentos estejam ligados em triângulo o vector Δi_s^f aparecerá também nas correntes eléctricas de alimentação do motor mas afectado de um factor de escala (neste caso Δi_s^{fl} terá um módulo igual a $\sqrt{3}$ vezes o módulo do vector Δi_s^f , estando estes dois vectores desfasados de $\pi/6$ rad). Atendendo a que na prática nem sempre é possível medir as grandezas dos enrolamentos do motor (correntes eléctricas e tensões), o diagnóstico deve ser efectuado com base na análise dos sinais recolhidos na alimentação (tensões compostas e correntes de linha).

Recordando o facto da avaria em estudo introduzir uma componente de sequência negativa nas correntes eléctricas de alimentação do motor e, conseqüentemente, também nas correntes eléctricas dos enrolamentos estatóricos, pode-se escrever

$$\begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_{dq} = \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_{dq}^- + \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}_{dq}^- + \begin{bmatrix} i_s^b \end{bmatrix}_{dq}^+ + \begin{bmatrix} i_s^f \end{bmatrix}_{dq}^+ \quad (3.54)$$

⁷⁵ De facto, o vector indicador da avaria será tão independente do grau de desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação do motor quanto a independência da corrente de curto-circuito relativamente a este desequilíbrio.

$$\begin{bmatrix} i_s^- \end{bmatrix}_{dq} = \begin{bmatrix} i_{ds}^- & i_{qs}^- \end{bmatrix}^T \quad (3.55)$$

onde o expoente “-” colocado nos vectores indica que se trata de grandezas que constituem uma componente de sequência negativa. Relativamente às correntes de alimentação do motor, as relações anteriores convertem-se em

$$\begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq} = \begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^- + \begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^- + \begin{bmatrix} i_s^{bl} \end{bmatrix}_{dq}^+ + \begin{bmatrix} i_s^{fl} \end{bmatrix}_{dq}^+ \quad (3.56)$$

$$\begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^- = \begin{bmatrix} i_{ds}^{l-} & i_{qs}^{l-} \end{bmatrix}^T ; \quad \begin{bmatrix} i_s^{bl} \end{bmatrix}_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_{ds}^{bl} & i_{qs}^{bl} \end{bmatrix}^T ; \quad \begin{bmatrix} i_s^{fl} \end{bmatrix}_{dq}^+ = \begin{bmatrix} i_{ds}^{fl} & i_{qs}^{fl} \end{bmatrix}^T \quad (3.57)$$

onde o expoente l colocado nas quantidades anteriores enfatiza o facto de se tratar de grandezas de linha (mensuráveis nos condutores de alimentação do motor).

Pretende-se agora medir o vector indicador da avaria ($\Delta i^fl = i_{ds}^{fl} + j i_{qs}^{fl}$) que aparece nas correntes eléctricas de alimentação do motor. É aqui que serão exploradas algumas das propriedades da teoria dos referenciais múltiplos.

Pode demonstrar-se que num referencial síncrono a rodar no sentido anti-horário ($\omega_a = \omega_s$), $\begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^+$ resume-se a uma constante isto é, não depende da variável tempo, enquanto que $\begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^-$ é representada por uma função sinusoidal (seno ou coseno) à frequência dupla da do sistema de alimentação do motor. Inversamente, num referencial síncrono a rodar no sentido horário ($\omega_a = -\omega_s$), $\begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^-$ aparece como constante, ao passo que $\begin{bmatrix} i_s^l \end{bmatrix}_{dq}^+$ é expressa por uma função sinusoidal à frequência dupla da do sistema de alimentação do motor.

Quando uma dada grandeza aparece como constante, quando expressa num determinado referencial em eixos d - q -0, considera-se neste trabalho que o referido referencial está *sincronizado* com essa grandeza.

A propriedade dos referenciais múltiplos que afirma que existe sempre um referencial no qual uma determinada componente de uma dada variável (correntes, tensões, fluxos encadeados, etc.) aparece como constante pode ser utilizada para, de uma forma simples e expedita, analisar o comportamento do motor relativamente a essa componente em particular. Deste modo, essa componente pode ser facilmente manipulada (medida, eliminada, escalada, etc.) usando a teoria dos circuitos de corrente contínua, simplificando significativamente tal manipulação sem contudo perturbar outras componentes espectrais que possam estar presentes nas variáveis analisadas. É este o princípio de base no uso da teoria dos referenciais múltiplos, em que são escolhidos diferentes referenciais, cada um deles

sincronizado com um dos efeitos da avaria nas correntes eléctricas de alimentação do motor.

No caso particular em estudo, pretende-se isolar o vector Δi^{fl} que é composto pelas componentes de $\left[i_s^{fl} \right]_{dq}^+$. Assim, deve-se começar por expressar as correntes eléctricas num referencial síncrono a rodar no sentido horário (contrário ao sentido de rotação do rotor). Neste referencial, a componente de sequência negativa das correntes eléctricas, independentemente da sua origem ser um desequilíbrio no sistema de tensões de alimentação do motor, uma assimetria residual, ou uma avaria nos enrolamentos estatóricos, aparece como constante e é facilmente removida dos sinais da corrente eléctrica. Os resultados obtidos após essa operação são transformadas para outro referencial síncrono, agora a rodar no sentido anti-horário⁷⁶. Neste referencial, tanto $\left[i_s^{bl} \right]_{dq}^+$ como $\left[i_s^{fl} \right]_{dq}^+$ aparecerão como constantes, pelo que para isolar $\left[i_s^{fl} \right]_{dq}^+$ há necessidade de calcular previamente $\left[i_s^{bl} \right]_{dq}^+$ e de seguida removê-lo. As componentes deste vector (i_{ds}^{bl} e i_{qs}^{bl}) não são mais do que as componentes, segundo os eixos d - q , das correntes eléctricas de alimentação do motor quando este não apresenta quaisquer avarias, e podem ser calculadas, para um dado valor do deslizamento do rotor, com base no conhecimento dos parâmetros do esquema equivalente por fase do motor. De facto, estando as tensões simples do sistema de alimentação do motor, em eixos d - q , alinhadas segundo o eixo q , o fasor espacial destas tensões resume-se a um número complexo puramente imaginário⁷⁷. Usando os parâmetros do esquema equivalente clássico do motor, pode-se calcular o número complexo representativo da impedância por fase do motor. Ao dividir os números complexos representativos dos fasores espaciais da tensão e da impedância, obtém-se o número complexo representativo do fasor espacial da corrente eléctrica de alimentação do motor, cujas partes real e imaginária representam i_{ds}^{bl} e i_{qs}^{bl} , respectivamente. Determinados os elementos do vector $\left[i_s^{bl} \right]_{dq}^+$, basta subtraí-lo às componentes restantes da corrente de alimentação do motor, isolando-se dessa forma o vector indicador da avaria Δi^{fl} .

De salientar o facto dos parâmetros do esquema equivalente por fase do motor serem necessários para o cálculo de $\left[i_s^{bl} \right]_{dq}^+$. No caso de um accionamento com DTC, tal não representa uma grande restrição pois tais parâmetros são determinados pelo próprio accionamento durante a fase de auto-comissionamento (o sistema de controlo do accionamento necessita deles para implementar o estimador da velocidade de rotação do rotor). Durante a fase de auto-comissionamento são ainda calculados factores correctivos de alguns destes parâmetros por forma a ter-se em conta o efeito da saturação magnética no

⁷⁶ Este último referencial deve ser escolhido de modo a que as tensões simples do sistema de alimentação do motor, quando expressas neste referencial, estejam alinhadas segundo o eixo q .

⁷⁷ Alternativamente, poder-se-á alinhar o eixo d com o fluxo encadeado estatórico. Esta será a abordagem seguida no próximo capítulo onde está documentada a integração dos sistemas de diagnóstico e controlo do accionamento com DTC.

motor, em particular a variação da indutância de magnetização [161], [162].

Caso se trate de um motor alimentado directamente pela rede, estes parâmetros podem ser determinados com base nos dados recolhidos durante a realização dos ensaios económicos do motor (fornecidos pelo fabricante ou realizados no local), ou por outros métodos mais elaborados [163], [164]. Caso esta informação não esteja disponível, i_{ds}^{bl} e i_{qs}^{bl} poderão ser determinados, de forma aproximada, usando a informação constante da chapa de características do motor, complementada com os dados recolhidos durante a realização de um ensaio em vazio [165], [166]. Desprezando a resistência dos enrolamentos estatóricos do motor (aproximação aceitável desde que não se trate de motores de muito baixa potência), e considerando um circuito equivalente aproximado (esquema equivalente em L [167]), i_{ds}^{bl} e i_{qs}^{bl} podem ser determinados, de forma aproximada, através das relações

$$i_{ds}^{bl} = I_0 \sin \varphi_0 + \frac{U_n (X_{ls} + X'_{lr}) / \sqrt{3}}{(X_{ls} + X'_{lr})^2 + (R'_r / s)^2} \quad (3.58)$$

$$i_{qs}^{bl} = I_0 \cos \varphi_0 + \frac{U_n R'_r / (s\sqrt{3})}{(X_{ls} + X'_{lr})^2 + (R'_r / s)^2}, \quad (3.59)$$

com

$$X_{ls} + X'_{lr} = \frac{R'_r (I_n \sin \varphi_n - I_0 \sin \varphi_0)}{s_n (I_n \cos \varphi_n - I_0 \cos \varphi_0)} \quad (3.60)$$

$$R'_r = \frac{s_n U_n (I_n \cos \varphi_n - I_0 \cos \varphi_0)}{\sqrt{3} [I_n^2 + I_0^2 - 2I_n I_0 (\cos \varphi_n \cos \varphi_0 + \sin \varphi_n \sin \varphi_0)]}, \quad (3.61)$$

onde os índices n e 0 caracterizam as condições de funcionamento do motor à carga nominal e em vazio, respectivamente. Todas as quantidades têm o significado habitual e encontram-se descritas na lista de símbolos.

A fase final do processo de diagnóstico consiste agora na definição de um factor de severidade da avaria adequado, isto é, deve-se proceder à normalização do módulo do vector indicador da avaria, por forma a torná-lo tanto quanto possível independente do tipo e parâmetros do motor usado, tais como a potência nominal, corrente nominal, número de pares de pólos, etc.

Pode demonstrar-se através de resultados de simulação computacional (obtidos com o modelo detalhado) que a corrente de curto-circuito é limitada fundamentalmente pela resistência e reactância de fugas dos enrolamentos estatóricos do motor. Face a estes resultados, uma quantidade que se afigura como um bom factor de normalização do vector indicador da avaria é a corrente absorvida pelo motor com o rotor travado – I_{lrc} ⁷⁸. A escolha deste factor de normalização é motivada por duas razões principais: por um lado, são as resistências e reactâncias de fugas dos enrolamentos que limitam o valor desta corrente, à semelhança do que acontece com a corrente de curto-circuito; por outro lado, o valor da corrente de arranque é um parâmetro que consta do catálogo do motor, sendo por isso facilmente obtido.

O factor de severidade (FS) é então definido através da expressão

$$FS = \frac{|\Delta i^{fl}|}{I_{lrc}} \times 100\% , \quad (3.62)$$

o qual, como se verá posteriormente, constitui um bom indicador da extensão da avaria, sendo simultaneamente bastante independente das condições de funcionamento do motor.

De referir ainda que, pese embora o facto do vector Δi^{fl} estar directamente associado a um termo adicional introduzido na componente de sequência positiva das correntes de alimentação do motor, o seu módulo é, regra geral, diferente da variação escalar da amplitude da componente de sequência positiva das correntes de alimentação do motor (ilustrada na Fig. 26).

Para finalizar, e atendendo ao facto da informação necessária ao processo de diagnóstico estar contida nas componentes fundamentais das correntes eléctricas de alimentação do motor, qualquer harmónico que esteja presente nestas grandezas é considerado supérfluo e, por conseguinte, deve ser previamente eliminado. Este aspecto é particularmente importante no caso do accionamento com DTC, em que as correntes e tensões de alimentação do motor têm um conteúdo harmónico elevado. Para remover tais harmónicos, os sinais da tensão e correntes de alimentação do motor devem ser previamente filtrados antes de serem usados pelo método dos referenciais múltiplos. Os resultados apresentados na próxima secção foram obtidos usando um filtro digital Butterworth, passa-banda, de 4ª ordem, no processo de

⁷⁸ Esta corrente eléctrica não será muito diferente da corrente de arranque do motor. Por outro lado, como o vector indicador da avaria é proporcional ao valor máximo da corrente de curto-circuito, na expressão em que se define o factor de severidade também deverá ser usado o valor máximo da corrente I_{lrc} .

filtragem de tais sinais⁷⁹.

3.2.3 Resultados Obtidos

A fim de testar a aplicabilidade da nova técnica de diagnóstico proposta, foram realizadas inúmeras simulações numéricas e diversos ensaios experimentais, quer com o motor alimentado por um sistema de tensões sinusoidais quer quando alimentado pelo conversor de frequência com DTC. Apresentam-se de seguida os resultados obtidos mais significativos.

3.2.3.1 Alimentação Sinusoidal

Os resultados apresentados na Tabela 10 foram obtidos usando a técnica dos referenciais múltiplos, estando nela indicadas as componentes segundo os eixos d - q das correntes eléctricas de alimentação do motor no segundo referencial síncrono, o vector indicador da avaria, o módulo desse vector e o factor de severidade da avaria⁸⁰.

Tabela 10 – Resultados de simulação computacional relativos ao uso da técnica dos referenciais múltiplos (motor com os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo).

Número de espiras curto-circuitadas	Componentes da corrente de alimentação, no segundo referencial síncrono (A)		Vector indicador da avaria	Módulo de $\Delta \underline{i}^{fl}$ (A)	$\frac{k\sqrt{2}I_{cc}}{\sqrt{3}}$ (A)	Factor de severidade (%)
	i_{ds}^c	i_{qs}^c	$\Delta \underline{i}^{fl} = i_{ds}^{fl} + j i_{qs}^{fl}$ (A)			
0	15.079	15.779	0.000+j0.000	0.000	0.000	0.00
1	15.322	17.159	0.243+j1.380	1.401	1.466	0.84
3	16.483	19.776	1.404+j3.997	4.236	4.331	2.53
6	19.328	22.672	4.249+j6.893	8.097	8.080	4.84
9	22.397	24.135	7.318+j8.356	11.108	10.942	6.63
12	25.030	24.581	9.951+j8.802	13.285	13.027	7.93
15	27.226	24.475	12.147+j8.696	14.939	14.550	8.92
18	28.815	24.137	13.736+j8.358	16.079	15.713	9.60
25	31.356	23.200	16.277+j7.421	17.889	17.644	10.68
36	33.982	22.026	18.903+j6.247	19.908	19.736	11.89
48	36.141	21.168	21.062+j5.389	21.740	21.516	12.98

Como se pode observar, o factor de severidade aumenta com a extensão da avaria, o que constitui uma característica desejável num factor de severidade adequado ao processo de

⁷⁹ As frequências de corte do filtro devem ser ajustadas em função da frequência do termo fundamental do sistema de tensões de alimentação do motor. Para o caso de um sistema de alimentação a 50 Hz, as frequências de corte inferior e superior seleccionadas foram de 20 Hz e 80 Hz, respectivamente.

⁸⁰ Nos resultados a seguir apresentados, incluiu-se ainda uma coluna onde figuram os valores do módulo do vector indicador da avaria, obtidos de acordo com a expressão matemática deduzida com base no modelo simplificado do motor. Com este procedimento pretende-se demonstrar que o estudo anteriormente apresentado, com base em tal modelo, constitui uma boa aproximação da realidade.

diagnóstico. Por outro lado, é possível concluir que para um número reduzido de espiras em curto-circuito, o vector indicador da avaria é um número complexo cuja parte imaginária predomina relativamente à parte real. Este aspecto havia já sido avançado por ocasião da dedução do método dos referenciais múltiplos e está directamente relacionado com o facto da impedância oferecida pelos enrolamentos estatóricos do motor à passagem da corrente de curto-circuito ser predominantemente resistiva para pequenas extensões da avaria. À medida que o número de espiras curto-circuitadas aumenta, a parte reactiva de tal impedância aumenta também e de forma significativa⁸¹, conduzindo a que o vector indicador da avaria tenha uma parte real cada vez maior em comparação com a parte imaginária.

Na tabela anterior incluiu-se ainda uma coluna onde estão registados os valores do módulo do vector indicador da avaria ($\Delta i^{\prime\prime}$), calculados a partir da expressão obtida com base no modelo simplificado do motor. Apesar das grandes simplificações inerentes à dedução de tal expressão, pode observar-se a boa concordância existente entre os resultados obtidos por essa via e aqueles obtidos com base no modelo detalhado do motor.

Apresenta-se na Tabela 11 alguns resultados experimentais relativos ao funcionamento do motor com os enrolamentos ligados em triângulo⁸².

Tabela 11 – Resultados experimentais relativos ao uso da técnica dos referenciais múltiplos (motor com os enrolamentos estatóricos ligados em triângulo, para diferentes números de espiras em curto-circuito no enrolamento V-Y).

Número de espiras curto-circuitadas	Componentes da corrente de alimentação, no segundo referencial síncrono (A)		Vector indicador da avaria $\Delta i^{\prime\prime} = i_{ds}^{\prime\prime} + j i_{qs}^{\prime\prime}$ (A)	Factor de severidade (%)
	i_{ds}^c	i_{qs}^c		
	0	17.105	7.605	0.000+j0.000
3	16.869	8.040	-0.236+j0.435	2.64
6	17.038	8.425	-0.067+j0.820	4.39
9	17.346	8.743	0.241+j1.138	6.21
15	17.940	8.912	0.835+j1.307	8.29
21	18.370	8.619	1.265+j1.064	8.83
36	18.717	8.398	1.612+j0.793	10.06

Comparando os valores do factor de severidade agora obtidos com os da Tabela 10, verifica-se que existe uma boa concordância entre ambos, registando-se apenas ligeiras

⁸¹ De acordo com o modelo matemático, tratando-se de avarias envolvendo apenas uma bobina, a parte reactiva desta impedância aumentará com o quadrado do número de espiras curto-circuitadas.

⁸² Os ensaios foram realizados a uma tensão reduzida de modo a limitar a corrente de curto-circuito e assim impedir a destruição dos enrolamentos do motor. Por outro lado, as espiras foram curto-circuitadas no enrolamento V-Y apenas para demonstrar que os valores do factor de severidade não dependem do enrolamento onde o curto-circuito ocorre.

diferenças para extensões da avaria mais elevadas. Por outro lado, os resultados experimentais, em virtude de terem sido obtidos a uma tensão de alimentação do motor mais reduzida, apresentam valores do indicador da avaria Δi^{fl} inferiores àqueles obtidos por simulação computacional. Como o factor de severidade é definido através do quociente entre o módulo deste vector e a corrente absorvida pelo motor com o rotor travado, devidamente escalada para a tensão a que o motor está a ser alimentado, o factor de severidade da avaria, que é a quantidade que realmente importa para se poder avaliar a presença ou não de avarias nos enrolamentos, é independente do nível de tensão a que o motor está a ser alimentado.

Uma nota para o facto de, nos resultados experimentais, e para pequenas extensões da avaria, a parte real do vector indicador da avaria assumir valores negativos. Este facto está muito provavelmente associado às perdas no ferro que existem no motor real e que não foram tidas em conta no modelo de simulação computacional. Este aspecto não é, no entanto, impeditivo do diagnóstico pois é o módulo do vector Δi^{fl} que é usado como indicador da avaria e não os valores das suas componentes individuais.

A Tabela 12 contém os resultados obtidos por simulação computacional, agora com os enrolamentos estatóricos do motor ligados em estrela.

Tabela 12 – Resultados de simulação computacional relativos ao uso da técnica dos referenciais múltiplos (motor com os enrolamentos estatóricos ligados em estrela).

Número de espiras curto-circuitadas	Componentes da corrente de alimentação, no segundo referencial síncrono (A)		Vector indicador da avaria $\Delta i^{fl} = i_{ds}^{fl} + j i_{qs}^{fl}$ (A)	Módulo de Δi^{fl} (A)	$\frac{k\sqrt{2}I_{cc}}{3}$ (A)	Factor de Severidade (%)
	i_{ds}^c	i_{qs}^c				
0	8.702	9.121	0.000+j0.000	0.000	0.000	0.00
1	8.842	9.908	0.140+j0.787	0.800	0.844	0.83
3	9.515	11.397	0.813+j2.276	2.417	2.486	2.50
6	11.144	13.020	2.442+j3.899	4.601	4.605	4.76
9	12.868	13.806	4.166+j4.685	6.269	6.187	6.49
12	14.349	13.996	5.647+j4.876	7.461	7.312	7.72
15	15.494	13.890	6.792+j4.769	8.299	8.118	8.58
18	16.313	13.685	7.611+j4.565	8.875	8.717	9.18
25	17.610	13.137	8.908+j4.016	9.772	9.679	10.11
36	18.889	12.466	10.187+j3.346	10.722	10.668	11.09
48	19.910	11.983	11.208+j2.862	11.567	11.488	11.97

Qualitativamente, os resultados constantes da Tabela 12 são idênticos àqueles obtidos com a ligação em triângulo dos enrolamentos estatóricos. De salientar o facto dos valores assumidos pelo factor de severidade não dependerem significativamente do tipo de ligação dos enrolamentos estatóricos, o que constitui também uma característica positiva do factor de

severidade proposto, pois quando se efectua um diagnóstico em ambiente industrial nem sempre é conhecido à partida o tipo de ligação dos enrolamentos do motor.

Há agora necessidade de avaliar a independência dos valores assumidos pelo factor de severidade relativamente ao nível de carga do motor. Para este efeito, apresentam-se alguns resultados ilustrativos na Tabela 13.

Tabela 13 – Resultados de simulação computacional relativos ao funcionamento do motor com os enrolamentos ligados em triângulo, com 15 espiras em curto-circuito, para diferentes níveis de carga.

Nível de carga (deslizamento)	Componentes da corrente de alimentação, no segundo referencial síncrono (A)		Vector indicador da avaria $\Delta \underline{i}^{ff} = i_{ds}^{ff} + j i_{qs}^{ff}$ (A)	Módulo de $\Delta \underline{i}^{ff}$ (A)	Factor de Severidade (%)
	i_{ds}^c	i_{qs}^c			
vazio	24.500	8.396	11.702+j7.945	14.144	8.45
s=1 %	25.596	18.382	11.643+j7.566	13.885	8.29
s=2 %	28.507	28.583	11.709+j7.370	13.836	8.26
s=3 %	32.800	37.700	11.739+j7.159	13.750	8.21

Os resultados apresentados demonstram claramente que o factor de severidade é praticamente independente do nível de carga do motor, o que constitui mais uma vantagem da técnica dos referenciais múltiplos e do factor de severidade definido.

É agora pertinente avaliar a influência, no factor de severidade, de possíveis desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação do motor. Neste contexto, o aspecto mais importante consiste em verificar se a existência de um desequilíbrio no sistema de tensões pode ou não ser confundida com a existência de um curto-circuito entre espiras nos enrolamentos estáticos (Tabela 14).

Tabela 14 – Resultados de simulação relativos à evolução de algumas grandezas com o grau de desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação do motor (enrolamentos estáticos ligados em triângulo, sem quaisquer avarias).

Desequilíbrio do sistema de alimentação (%)	Componentes da corrente de alimentação, no segundo referencial síncrono (A)		Vector indicador da avaria $\Delta \underline{i}^{ff} = i_{ds}^{ff} + j i_{qs}^{ff}$ (A)	Módulo de $\Delta \underline{i}^{ff}$ (A)	Factor de Severidade (%)
	i_{ds}^c	i_{qs}^c			
0.00	15.079	15.779	0.000+j0.000	0.000	0.00
1.25	15.101	15.769	0.022-j0.010	0.024	0.01
2.50	15.173	15.754	0.094-j0.025	0.098	0.06
3.75	15.299	15.724	0.220-j0.055	0.227	0.14
5.00	15.466	15.695	0.387-j0.084	0.396	0.24

Em condições ideais, e porque não existem quaisquer avarias, o factor de severidade deveria ser nulo para todas as situações de funcionamento do motor documentadas na tabela anterior.

Os resultados constantes desta tabela demonstram a boa imunidade do factor de severidade relativamente a desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação. Apenas para uma situação de funcionamento do motor com um desequilíbrio de 5 % no sistema de tensões é que o factor de severidade regista um valor mais elevado mas mesmo assim muito inferior ao valor que apresentaria se o motor funcionasse com apenas uma espira em curto-circuito (ver Tabela 10), não havendo deste modo qualquer perigo de confusão entre estas duas situações de funcionamento. Os resultados experimentais obtidos no laboratório confirmam esta boa imunidade do factor de severidade. De acordo com esses resultados, foram provocados desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação que atingiram os 15.88 %, tendo-se registado nesse caso extremo valores do factor de severidade da ordem de 1 %. Nesta situação, o sistema de diagnóstico poderia sinalizar a presença de uma espira em curto-circuito sem que tal fosse verdadeiro mas é pouco provável que um tal valor de desequilíbrio no sistema de tensões de alimentação possa ocorrer em ambiente industrial, pelo menos durante longos períodos de tempo. Por conseguinte, pode concluir-se que o grau de independência do factor de severidade, relativamente aos desequilíbrios das tensões de alimentação do motor, é suficiente para discriminar tais desequilíbrios da ocorrência de avarias nos enrolamentos estatóricos.

3.2.3.2 Accionamento com DTC

Até ao momento foi demonstrado que a técnica dos referenciais múltiplos constitui um método de diagnóstico fiável, sensível e preciso, ao permitir diagnosticar a avaria de forma praticamente independente das condições de funcionamento do motor no que se refere ao respectivo nível de carga, grau de desequilíbrio do sistema de tensões de alimentação e tipo de ligação dos enrolamentos estatóricos, quando o motor é alimentado por um sistema de tensões sinusoidais. Importa agora averiguar o efeito que os harmónicos introduzidos pelo inversor do conversor de frequência e/ou as especificidades do sistema de controlo do accionamento com DTC poderão ter no diagnóstico da avaria através do uso desta técnica de diagnóstico.

Na Tabela 15 são apresentados alguns dos resultados obtidos com o accionamento com DTC.

Comparando os resultados da Tabela 15 com os da Tabela 10, verifica-se que para uma

mesma extensão da avaria os valores do factor de severidade obtidos para uma alimentação sinusoidal e para um accionamento com DTC são praticamente iguais, o que permite usar esta técnica de diagnóstico de forma indiscriminada, quer em accionamentos quer em motores ligados directamente à rede. Este resultado já era esperado pois quando este método de diagnóstico foi desenvolvido não se impuseram à partida quaisquer restrições à existência ou não de harmónicos nas tensões / correntes de alimentação do motor.

Tabela 15 – Resultados de simulação relativos ao uso do método dos referenciais múltiplos num accionamento com DTC, para diferentes extensões da avaria nos enrolamentos estatóricos do motor (ligação em triângulo).

Número de espiras curto-circuitadas	Componentes da corrente de alimentação, no segundo referencial síncrono (A)		Vector indicador da avaria $\Delta \underline{i}^{fl} = i_{ds}^{fl} + j i_{qs}^{fl}$ (A)	Módulo de $\Delta \underline{i}^{fl}$ (A)	Factor de Severidade (%)
	i_{ds}^c	i_{qs}^c			
0	14.437	16.597	0.000+j0.000	0.000	0.00
1	14.682	17.897	0.245+j1.300	1.322	0.81
3	15.558	20.464	1.121+j3.867	4.026	2.46
6	18.467	23.261	4.030+j6.664	7.788	4.75
9	21.738	24.234	7.301+j7.637	10.566	6.44
12	24.126	24.690	9.689+j8.093	12.624	7.70
15	25.750	24.830	11.313+j8.233	13.992	8.53
18	27.016	24.415	12.579+j7.818	14.810	9.03
25	29.759	23.543	15.322+j6.946	16.823	10.26
36	32.065	22.069	17.628+j5.472	18.457	11.26
48	33.742	21.548	19.305+j4.951	19.930	12.16

Também no caso do accionamento com DTC, o nível de carga do motor não influencia os valores do factor de severidade, à semelhança do que acontece no caso de uma alimentação sinusoidal.

Por outro lado, a variação da velocidade de referência do accionamento acarreta também aqui uma variação do mesmo tipo (aumento ou diminuição) do valor do factor de severidade, para uma dada extensão da avaria. Este facto é facilmente inteligível pois como foi demonstrado anteriormente, o vector indicador da avaria é proporcional ao factor k e ao valor da corrente de curto-circuito. Como esta corrente varia com a velocidade de referência do accionamento, o factor de severidade registará variações da mesma ordem de grandeza das variações da corrente de curto-circuito. De salientar o facto desta não constituir uma limitação muito importante do factor de severidade definido pois os efeitos nefastos da avaria (nomeadamente o sobreaquecimento dos enrolamentos estatóricos) estão directamente associados ao valor da corrente de curto-circuito. Assim, se um dado motor num accionamento com DTC estiver a funcionar com uma avaria nos enrolamentos estatóricos

(por exemplo, com 1 espira em curto-circuito), e se a velocidade de referência for muito baixa, o valor assumido pelo factor de severidade também será baixo e o sistema de diagnóstico poderá não ser capaz de detectar a avaria. No entanto, nessas condições, o valor da corrente de curto-circuito também será baixo pelo que os efeitos da mesma não serão muito graves. Quando a velocidade do accionamento for aumentada, a corrente de curto-circuito aumentará, aumentando também o valor do factor de severidade da avaria e permitindo desse modo a sua detecção.

Resta aqui referir que o método de diagnóstico aqui proposto não consegue discriminar o enrolamento que contém a avaria, sendo os valores do factor de severidade independentes do enrolamento do motor onde a mesma está localizada. No entanto, mais uma vez, esta não constitui uma limitação muito importante do método de diagnóstico aqui proposto pois o objectivo primordial de um método de diagnóstico em serviço é a detecção de uma possível avaria por forma a ser tomada a decisão de paragem/reparação do motor. Para efeitos de localização da avaria poderão ser usados, numa segunda fase, métodos de diagnóstico *off-line*, bem conhecidos, já com o motor no local de reparação.

Para evitar repetições desnecessárias de resultados, não serão apresentados neste capítulo mais resultados experimentais relativos ao accionamento com DTC, sendo os mesmos apresentados no próximo capítulo a propósito da integração dos sistemas de diagnóstico e de controlo do accionamento.

3.3 Influência da Configuração dos Enrolamentos Estatóricos no Diagnóstico

Atendendo a que os enrolamentos estatóricos de um motor de indução podem assumir configurações diversas, dependentes da potência nominal do motor, tensão nominal, número de pares de pólos, etc., torna-se pertinente avaliar a influência que a configuração dos enrolamentos poderá eventualmente ter no diagnóstico da avaria em estudo. Tendo este propósito como pano de fundo, e para que as conclusões retiradas deste trabalho sejam significativas e representativas de motores com diferentes características, efectuou-se um estudo comparativo relativo ao comportamento de motores de indução com a mesma potência nominal mas com enrolamentos estatóricos de configurações completamente distintas. O estudo que se segue tem como principal objectivo avaliar o efeito que a configuração dos enrolamentos poderá ter nas grandezas mais directamente afectadas pela avaria. Neste contexto, parece óbvio que a corrente de curto-circuito é uma grandeza que importa monitorizar. Por outro lado, este estudo comparativo debruçou-se apenas sobre

alguns dos métodos de diagnóstico mais representativos das causas primárias da avaria. Nesta linha de raciocínio, foram seleccionados o binário electromagnético desenvolvido pelo motor, as componentes simétricas da corrente de alimentação do motor e o método dos referenciais múltiplos como técnicas de diagnóstico que importa considerar.

Adicionalmente, e de modo a permitir um leque mais alargado de escolhas possíveis na configuração dos enrolamentos estatóricos do motor, o estudo comparativo debruçou-se sobre três motores de indução hexapolares, cujos enrolamentos estatóricos possuem configurações diferentes (Tabela 16), mas em que os motores possuem também algumas características comuns: 6 pólos, 3 kW, 400 V / 690 V, 50 Hz.

Tabela 16 – Arranjo dos enrolamentos estatóricos dos três motores hexapolares usados no estudo comparativo.

Motor	Tipo de ligação dos grupos de bobinas	Representação esquemática do enrolamento de uma fase
A	Ligação em série	
B	Ligação em paralelo	
C	Ligação em paralelo com ligações de equalização	

Refira-se ainda que o número de espiras em cada grupo de bobinas foi alterado de forma a que as características dos três motores fossem tão idênticas quanto possível, em particular a tensão nominal dos enrolamentos, potência nominal e nível de fluxo no entreferro. Foram consideradas tanto a ligação em estrela como a ligação em triângulo dos enrolamentos estatóricos.

As tabelas a seguir apresentadas incluem os resultados obtidos mais relevantes.

Tabela 17 – Resultados de simulação computacional obtidos para o caso do funcionamento dos motores com 24 espiras curto-circuitadas e com um deslizamento médio de 3% (enrolamentos estatóricos ligados em triângulo).

Motor	Binário electromagnético			Componentes simétricas das correntes de alimentação			Referenciais múltiplos		Corrente de curto-circuito (A)
	Nível DC (Nm)	Comp. $2f_s$ (Nm)	Factor severidade (%)	Sequência positiva (A)	Sequência negativa (A)	Factor severidade (%)	Δi^{fl} (A)	Factor severidade (%)	
A	18.954	1.702	8.98	8.509	1.759	20.67	$1.523 + j1.164$	6.38	65.86
B	19.536	1.994	10.21	8.646	1.713	19.81	$1.534 + j1.235$	6.28	68.03
C	19.718	1.972	10.00	8.971	2.026	22.58	$1.620 + j1.646$	7.36	79.71

Tabela 18 – Resultados de simulação computacional obtidos para o caso do funcionamento dos motores com 24 espiras curto-circuitadas e com um deslizamento médio de 3% (enrolamentos estatóricos ligados em estrela)

Motor	Binário electromagnético			Componentes simétricas das correntes de alimentação			Referenciais múltiplos	Corrente de curto-circuito (A)	
	Nível DC (Nm)	Comp. $2f_s$ (Nm)	Factor severidade (%)	Sequência positiva (A)	Sequência negativa (A)	Factor severidade (%)	Δi_i^{fl} (A)		
A	18.924	1.721	9.09	4.875	0.982	20.14	$0.868 + j0.630$	6.17	63.94
B	19.483	2.016	10.35	4.960	0.964	19.43	$0.884 + j0.672$	6.33	66.44
C	19.620	2.024	10.32	5.149	1.136	22.05	$0.940 + j0.891$	7.38	77.59

O factor de severidade definido para o binário electromagnético é dado pelo quociente entre as amplitudes da componente espectral à frequência $2f_s$ e o termo contínuo de tal sinal. Relativamente às componentes simétricas da corrente de alimentação do motor, o factor de severidade é dado pelo quociente entre a amplitude da componente de sequência negativa e a amplitude da componente de sequência positiva de tais correntes.

Efectuando uma análise detalhada aos resultados apresentados nas duas tabelas anteriores, verifica-se que o valor da corrente de curto-circuito, para um mesmo número de espiras curto-circuitadas, aumenta com o aumento do número de graus de liberdade das correntes dos grupos de bobinas permitido pela configuração dos enrolamentos. Deste modo, para um mesmo número de espiras em curto-circuito, uma configuração dos enrolamentos com diversos grupos de bobinas em paralelo leva a que estes fiquem sujeitos a maiores esforços térmicos, impostos por uma corrente de curto-circuito mais elevada, em comparação com uma configuração dos enrolamentos em que todas as bobinas estão ligadas em série. Na mesma linha de raciocínio, um enrolamento com ligações de equalização também sofrerá maiores esforços térmicos como resultado de uma maior corrente de curto-circuito que ele terá de suportar. Estas conclusões são ainda válidas quando se comparam os resultados obtidos para as ligações em estrela e triângulo dos enrolamentos – pois o grau de liberdade adicional concedido pela ligação em triângulo conduz a valores da corrente de curto-circuito mais elevados. Tal como demonstrado anteriormente, o curto-circuito dá origem ao aparecimento de uma componente de sequência nula nas tensões dos três enrolamentos estatóricos. No caso destes enrolamentos estarem ligados em triângulo, as tensões correspondentes a essa componente de sequência nula são curto-circuitadas, dando origem a uma corrente de malha que circula no circuito fechado formado pelos enrolamentos. É evidente que esta corrente, ao circular nos enrolamentos estatóricos, dá origem a perdas adicionais, por efeito de Joule, nos enrolamentos do motor, sem que a sua circulação traga qualquer benefício.

Ao analisar agora os resultados obtidos através do uso das diferentes técnicas de diagnóstico seleccionadas, em particular no que diz respeito ao valor do factor de severidade definido para cada uma delas, ressalta o facto de nem todas elas seguirem o mesmo padrão de comportamento da corrente de curto-circuito. Este facto é particularmente evidente no caso do binário electromagnético e no caso das componentes simétricas da corrente de alimentação do motor. Este comportamento não é de todo desejável, pois um factor de severidade adequado, seja qual for o método de diagnóstico usado, deve depender da extensão da avaria e dos efeitos destrutivos que a mesma poderá ter. Como neste caso a extensão da avaria é sempre a mesma, um factor de severidade adequado deve seguir de perto, tanto quanto possível, o comportamento da corrente de curto-circuito.

Analisando os resultados obtidos através do uso do MRF, eles seguem, de uma maneira geral, o comportamento da corrente de curto-circuito⁸³. É ainda interessante constatar que à medida que a configuração dos enrolamentos permite um maior número de graus de liberdade para as correntes dos grupos de bobinas constituintes dos mesmos, o grau de liberdade adicional concedido pela ligação triângulo deixa de ter tanta importância, permitindo que os valores do factor de severidade obtidos para as ligações estrela e triângulo sejam praticamente iguais. Este aspecto é importante pois permite que o especialista de manutenção não tenha que se preocupar em saber qual o tipo de ligação dos enrolamentos estatóricos do motor objecto de análise.

Face aos resultados aqui analisados, ressalta uma vez mais a adequação do método dos referenciais múltiplos no diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos do motor, independentemente da sua configuração.

⁸³ Há ainda aqui algumas excepções mas qualitativamente este método permite obter resultados mais representativos dos efeitos destrutivos da avaria.

4 || Integração dos Sistemas de Diagnóstico e de Controlo

A presença de um DSP nos accionamentos eléctricos actuais, assim como a presença de diversos sensores de corrente e de tensão, necessários ao controlo do sistema por parte do DSP, abre a porta à integração do sistema de diagnóstico no *hardware* e *software* do sistema de controlo do accionamento. Por outras palavras, pode-se tirar partido dos recursos já existentes no accionamento para integrar os sistemas de diagnóstico e de controlo, fornecendo desta forma uma solução perfeitamente integrada. Se tal integração for realizada sem qualquer custo económico adicional, ou com um custo reduzido, o fabricante do accionamento poderá fornecer ao cliente do produto final uma solução que representa, seguramente, uma mais valia. Este é o pano de fundo deste capítulo, onde se descreve em detalhe a integração da técnica dos referenciais múltiplos no sistema de controlo do accionamento com DTC.

Numa implementação comercial do conversor de frequência com DTC existem, habitualmente, dois sensores de corrente que medem duas das correntes eléctricas de alimentação do motor, e um sensor que mede a tensão aos terminais do barramento DC do accionamento. As tensões de alimentação do motor podem ser facilmente *reconstruídas* a partir do conhecimento da tensão do barramento DC e dos sinais de comando dos seis IGBTs do inversor. Devido à presença de uma malha de realimentação da velocidade de rotação do rotor, esta grandeza encontra-se também disponível no accionamento, quer seja por medição directa através de um sensor, quer seja por intermédio de um processo de estimação. Assim, verifica-se que alguma da informação necessária à implementação da técnica dos referenciais múltiplos, para efeitos de diagnóstico, encontra-se já disponível no accionamento.

4.1 Implementação da Técnica dos Referenciais Múltiplos

4.1.1 Hardware

Com o objectivo de integrar os sistemas de controlo e de diagnóstico, foi concebida uma montagem laboratorial de um accionamento com DTC. A técnica de diagnóstico proposta foi implementada usando um accionamento cujo sistema de controlo está sediado numa placa com um processador digital de sinal TMS320C32[®] da Texas Instruments[®], ligada a uma placa de interface 16I/O8 DSPLINK[®], que contém os conversores analógico-digitais e digital-analógicos necessários à interligação do processador aos sinais de entrada e de saída do sistema de controlo. As saídas da placa de interface são posteriormente conectadas a circuitos *buffer* externos, que ligam finalmente aos circuitos de comando dos semicondutores de potência do inversor.

O conversor de frequência, cujo circuito de potência é constituído por um conjunto rectificador-filtro-inversor, alimenta um motor de indução trifásico, tetrapolar, 3 HP, 230 V, 8.8 A, 60 Hz, 1725 rpm. Os enrolamentos estatóricos deste motor apresentam uma configuração em estrela dupla, tendo sido previamente modificados por forma a permitirem o acesso a diferentes espiras de molde a poderem ser introduzidos os curtos-circuitos (Fig. 37).

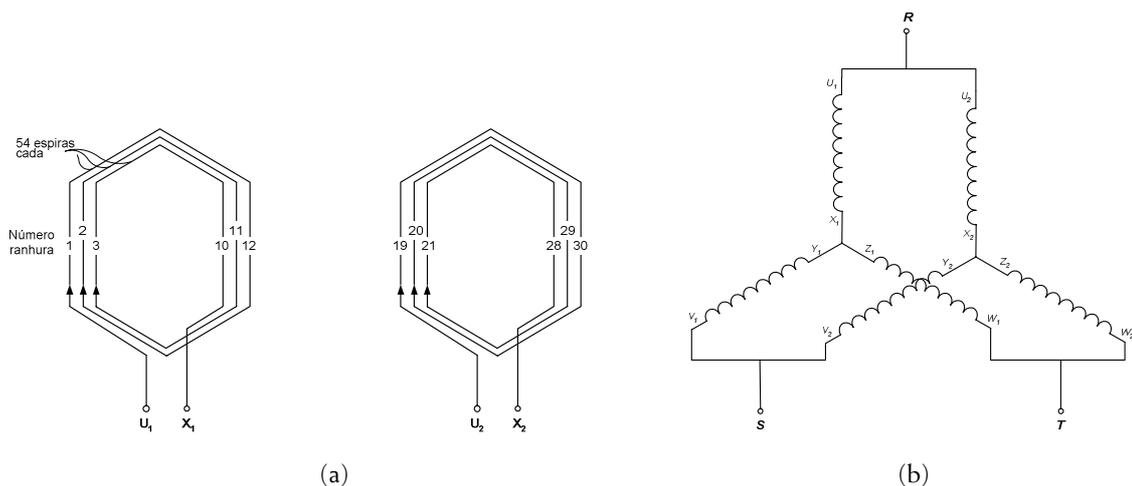


Fig. 37 – Configuração dos enrolamentos estatóricos do motor de indução usado: (a) esquema de ligações das bobinas do enrolamento de uma das fases do estator (36 ranhuras no total); (b) esquema de ligações da estrela dupla.

Apresenta-se de seguida um diagrama de blocos do sistema implementado.

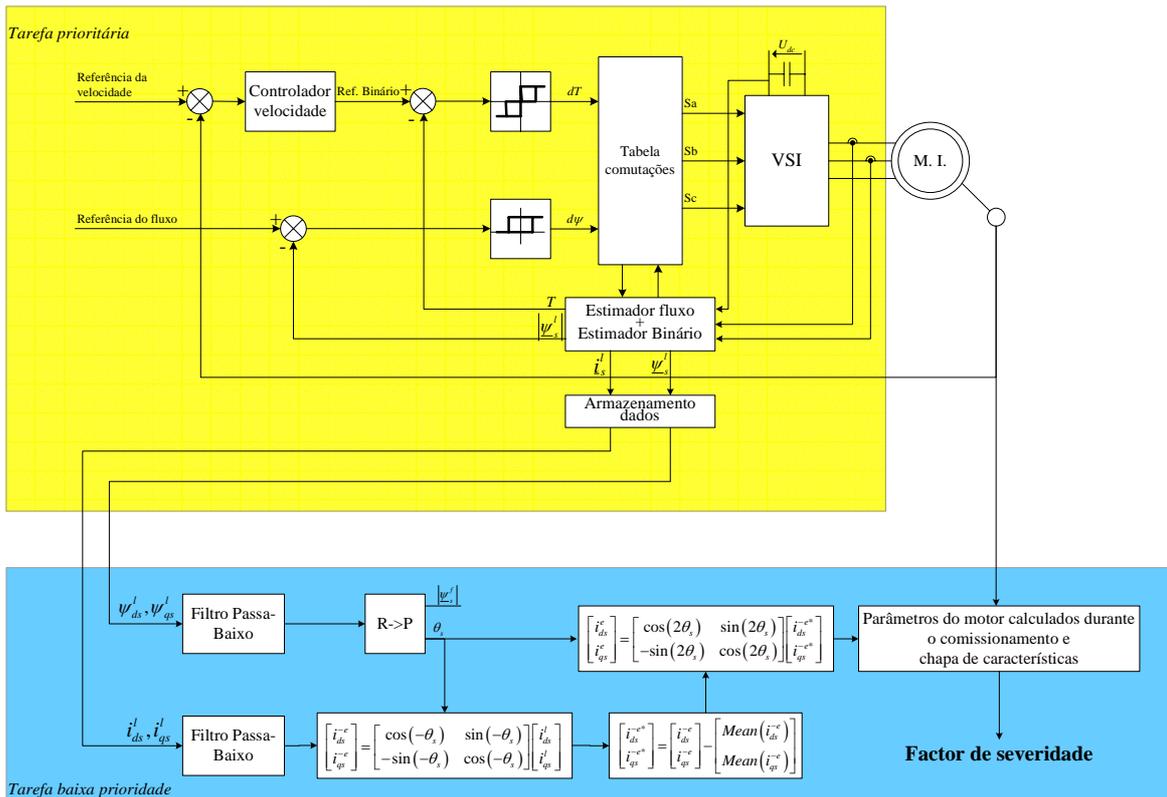


Fig. 38 – Diagrama de blocos do sistema implementado. Uma tarefa prioritária é dedicada ao controlo do sistema ao passo que uma tarefa de prioridade inferior é dedicada ao diagnóstico da avaria.

4.1.2 Software

O desenvolvimento do *software* do accionamento teve, naturalmente, em linha de conta os requisitos de amostragem dos sinais eléctricos provenientes dos sensores de tensão e da corrente. Para estimar, com o menor erro possível, o fluxo encadeado estatórico e o binário electromagnético desenvolvido pelo motor, a frequência de amostragem dos sinais anteriormente referidos não pode ser muito baixa, pelo que os cálculos mais críticos envolvidos no processo de estimação foram implementados numa rotina de interrupção. Esta rotina inclui ainda um módulo onde são armazenadas as componentes, segundo os eixos $d-q$, das correntes eléctricas estatóricas e do fluxo encadeado estatórico, as quais serão usadas posteriormente pelo módulo de diagnóstico.

O programa principal desenvolvido contém os restantes módulos do algoritmo de controlo bem como o módulo de diagnóstico que corresponde à tarefa de prioridade inferior. De modo a evitar a degradação do grau de desempenho do sistema de controlo, o módulo de diagnóstico foi dividido em 4 subtarefas, sendo cada uma delas executada num ciclo do programa principal. Estas subtarefas podem ser classificadas genericamente como: (i) filtragem; (ii) transformação para o referencial síncrono a rodar no sentido horário; (iii)

manipulação da informação e transformação para o referencial síncrono a rodar no sentido anti-horário e (iv) cálculo do factor de severidade. De seguida faz-se uma descrição mais detalhada de cada uma destas subtarefas.

Filtragem: a técnica de diagnóstico baseada nos referenciais múltiplos usa a informação contida nos termos fundamentais do fluxo encadeado estatórico e das correntes de alimentação do motor. Assim, todas as outras componentes espectrais presentes nestas quantidades são consideradas supérfluas e devem ser eliminadas de modo a aumentar o rigor dos resultados obtidos. Para a realização desta tarefa foi usado um filtro digital, de modo a remover os harmónicos e a isolar, dessa forma, os termos fundamentais de tais sinais. Testes experimentais, realizados com diversos tipos de filtros, demonstraram que esta operação pode ser realizada com sucesso usando um filtro Butterworth, passa-baixo, de segunda ordem, cuja função de transferência é dada por

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (4.1)$$

onde

$$b_0 = \Omega_c^2; b_1 = 2b_0; b_2 = b_0; a_0 = 4F_s^2 + 2\sqrt{2}\Omega_c F_s + \Omega_c^2; a_1 = -8F_s^2 + 2\Omega_c^2; a_2 = 4F_s^2 - 2\sqrt{2}\Omega_c F_s + \Omega_c^2. \quad (4.2)$$

Nas expressões anteriores, Ω_c e F_s representam, respectivamente, a frequência angular de corte do filtro e a frequência de amostragem dos sinais.

Uma vez que o accionamento pode funcionar a diferentes velocidades de referência e, por conseguinte, a diferentes frequências do termo fundamental das correntes de alimentação do motor, a frequência de corte do filtro deve ser ajustada de acordo com esta quantidade (devendo, em qualquer circunstância, ser superior à frequência do termo fundamental da corrente de alimentação do motor).

Outro aspecto que merece destaque é o facto dos sinais do fluxo e da corrente eléctrica terem, forçosamente, que ser filtrados usando o mesmo tipo de filtro, de modo a preservar o desfasamento entre ambos, o qual constitui uma das condições necessárias para que a técnica de diagnóstico possa ser usada com sucesso.

Transformação para o referencial síncrono a rodar no sentido horário: após a filtragem dos sinais do fluxo encadeado e das correntes eléctricas estatóricas, o número de amostras destes sinais é truncado de modo a reflectir um número inteiro de períodos eléctricos desses sinais. Do ponto de vista teórico, a técnica de diagnóstico apenas necessitaria de um número de amostras correspondente a meio período eléctrico para detectar a avaria, mas a precisão dos resultados será maior se for considerada uma janela de observação mais alargada. O passo seguinte na implementação do sistema é a transformação dos sinais da corrente eléctrica para o referencial síncrono a rodar no sentido horário. Para isso, o ângulo θ_s , presente na matriz de transformação dos sinais da corrente eléctrica, é calculado com o auxílio das componentes d - q do fluxo estatórico. Após essa operação, a transformação é trivial:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^{-e} \\ i_{qs}^{-e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\theta_s) & \sin(-\theta_s) \\ -\sin(-\theta_s) & \cos(-\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^l \\ i_{qs}^l \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Manipulação da informação e transformação para o referencial síncrono a rodar no sentido anti-horário: de seguida são calculados os valores médios de i_{ds}^{-e} e i_{qs}^{-e} , os quais são subtraídos às respectivas componentes da corrente eléctrica, eliminado-se desta forma qualquer componente de sequência negativa existente na corrente eléctrica de alimentação do motor:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^{-em} \\ i_{qs}^{-em} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds}^{-e} - \overline{i_{ds}^{-e}} \\ i_{qs}^{-e} - \overline{i_{qs}^{-e}} \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

De salientar que, se o sistema não possuir muitos recursos, particularmente no que se refere à memória disponível, a frequência de amostragem dos sinais necessários ao sistema de diagnóstico pode ser muito mais reduzida do que aquela exigida pelo sistema de controlo. Deste modo, é possível usar o conceito de triangulação para calcular os valores médios acima mencionados (ver Fig. 39)⁸⁴.

Concluída esta tarefa, as componentes da corrente eléctrica são transformadas para o referencial síncrono a rodar no sentido anti-horário:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(2\theta_s) & \sin(2\theta_s) \\ -\sin(2\theta_s) & \cos(2\theta_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{-em} \\ i_{qs}^{-em} \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

⁸⁴ No caso limite, apenas seriam necessários três pontos ao longo de meio período eléctrico. No entanto, num accionamento com DTC, tal conduz a resultados algo variáveis ao longo do tempo pelo que há necessidade de usar um maior número de pontos.

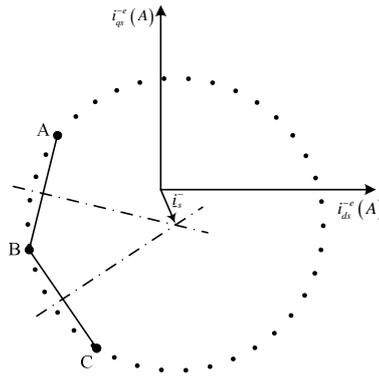


Fig. 39 – Representação dos sinais da corrente eléctrica de alimentação do motor no referencial síncrono a rodar no sentido horário e cálculo do valor médio das componentes da corrente eléctrica usando o conceito de triangulação.

Neste último referencial, as componentes i_{ds}^e e i_{qs}^e devem aparecer como constantes, pelo menos em termos teóricos, assumindo que o motor está a funcionar em regime permanente, sem outras avarias que não os curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos. No entanto, na prática, devido às imperfeições inerentes a qualquer motor e ao próprio accionamento como um todo, bem como devido às componentes espectrais presentes na corrente eléctrica que o filtro digital usado não removeu completamente, registam-se algumas variações nos valores obtidos para os diversos pontos calculadas através de (4.5), pelo que há necessidade de calcular um valor médio para cada uma das componentes de (4.5), obtendo-se desta forma as grandezas que serão usadas posteriormente no cálculo do vector indicador da avaria.

Cálculo do factor de severidade: para calcular o factor de severidade há necessidade de calcular previamente i_{ds}^{bl} e i_{qs}^{bl} . Estas quantidades podem ser calculadas, como já foi referido no capítulo anterior, mediante o uso dos parâmetros do esquema equivalente por fase do motor, caso estes sejam conhecidos, ou mediante o uso dos parâmetros do motor determinados pelo accionamento durante a fase de comissionamento. Estes parâmetros serão depois complementados com o valor medido, ou estimado, da velocidade de rotação do rotor, bem como com o valor da corrente eléctrica absorvida pelo motor no ensaio com o rotor bloqueado (I_{lrc})⁸⁵. Com esta informação, é agora possível calcular o vector indicador do defeito e, por último, o valor do factor de severidade da avaria.

⁸⁵ Mediante a informação recolhida durante a fase de comissionamento do accionamento, é possível obter uma estimativa para o valor da corrente eléctrica absorvida pelo motor com o rotor travado quando alimentado à tensão nominal.

4.1.3 Resultados Experimentais

Apresentam-se de seguida alguns resultados obtidos experimentalmente, relativos ao funcionamento do accionamento anteriormente descrito.

Na Fig. 40 e Fig. 41 encontram-se representadas as formas de onda das três correntes eléctricas de alimentação do motor, para as situações de funcionamento sem avarias e com uma bobina curto-circuitada, respectivamente.

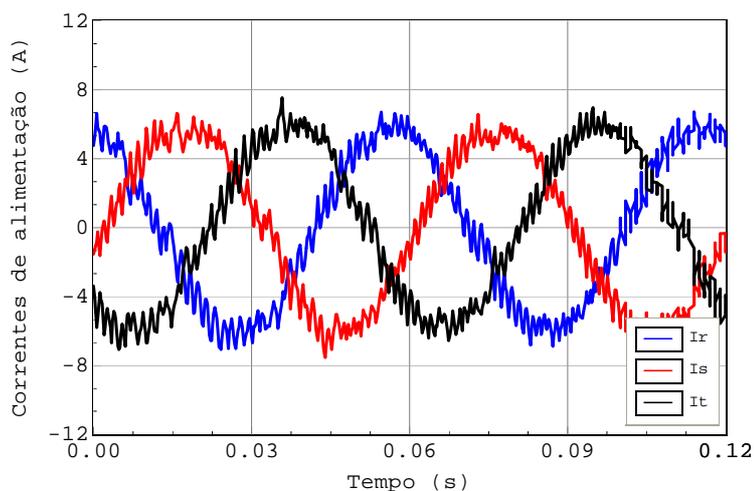


Fig. 40 – Correntes de alimentação do motor sem quaisquer avarias.

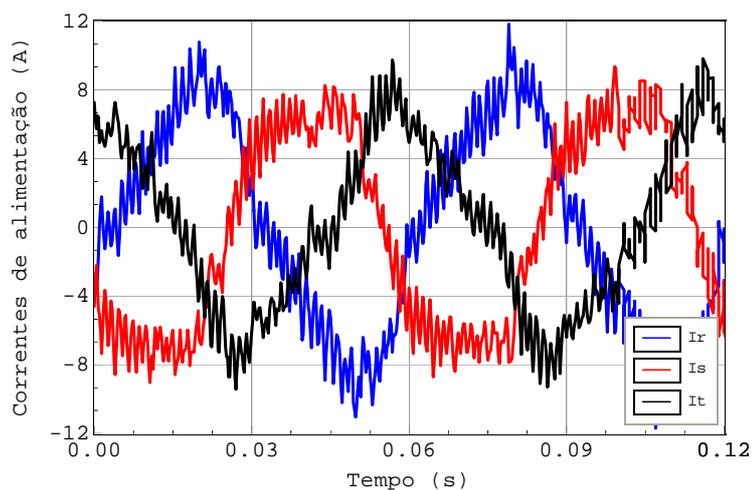


Fig. 41 – Correntes de alimentação do motor quando este funciona com uma bobina (54 espiras) curto-circuitada.

Tal como foi referido anteriormente, o aparecimento da avaria provoca um desequilíbrio nas correntes de alimentação do motor bem como a distorção das respectivas formas de

onda, ficando essa distorção a dever-se fundamentalmente à presença dos terceiro e quinto harmónicos, como se pode verificar através da análise do espectrograma da Fig. 42.

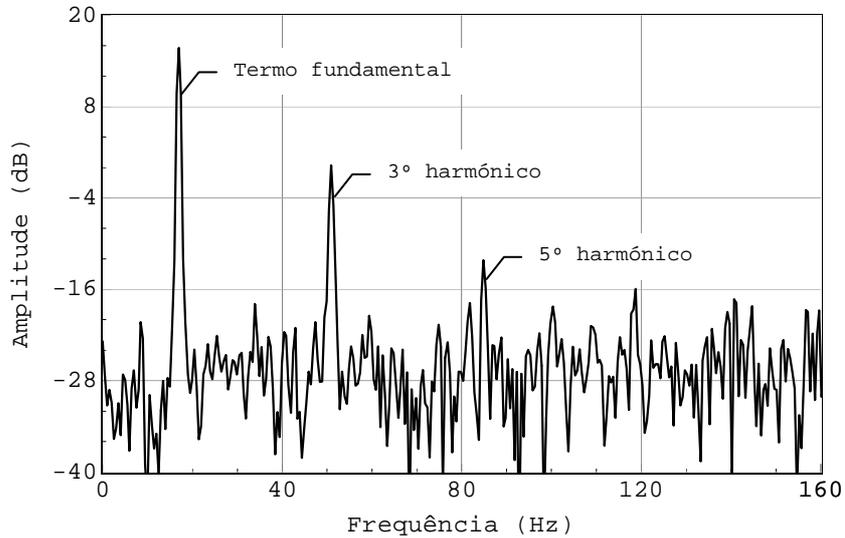


Fig. 42 – Espectrograma de uma das correntes de alimentação do motor, relativo à situação de funcionamento do accionamento documentada na Fig. 41.

Por outro lado, a representação do fasor espacial do fluxo encadeado estatórico, estimado pelo sistema de controlo do accionamento, quase não é afectada pela presença da avaria nos enrolamentos estatóricos, o que está de acordo com o que foi referido no capítulo anterior desta dissertação (Fig. 43).

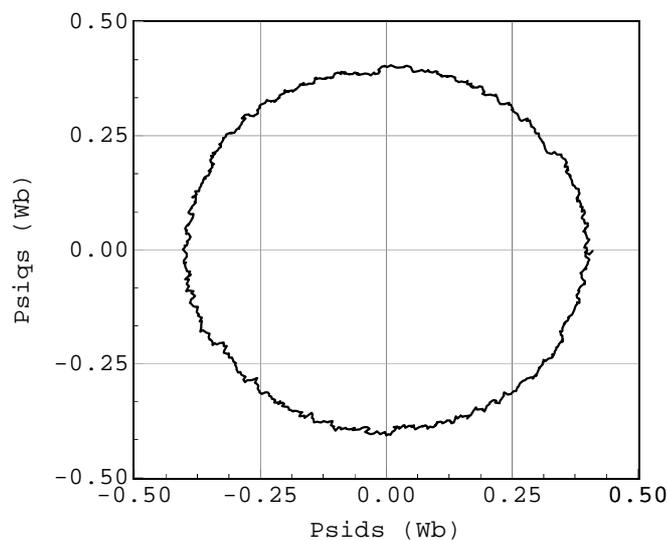


Fig. 43 – Representação do fasor espacial do fluxo encadeado estatórico (estimado pelo sistema de controlo do accionamento) relativa à situação de funcionamento do accionamento documentada na Fig. 41.

As tabelas a seguir apresentadas contêm os valores calculados pelo DSP relativos ao uso da técnica dos referenciais múltiplos, para diversas extensões da avaria (Tabela 19), para diversos níveis de carga (Tabela 20) e para diferentes velocidades de referência do accionamento (Tabela 21).

Tabela 19 – Evolução do factor de severidade com a extensão da avaria (velocidade de referência do accionamento de 1000 rpm).

Espiras curto-circuitadas	$\Delta \underline{i}^{fl} = i_{ds}^{fl} + j i_{qs}^{fl}$ (A)	Factor de severidade (%)
0	0.0000 + j0.0000	0.00
1	0.0275 + j0.0034	0.28
5	0.0052 + j0.0347	0.35
54*	0.1612 + j0.3672	4.02

* Foi usada uma resistência de 5.3 Ω para limitar o valor da corrente de curto-circuito.

Tabela 20 – Variação do factor de severidade com o nível de carga do motor (velocidade de referência de 1000 rpm e 54 espiras curto-circuitadas)⁸⁶.

Nível de carga	$\Delta \underline{i}^{fl} = i_{ds}^{fl} + j i_{qs}^{fl}$ (A)	Factor de severidade (%)
Vazio	0.1612 + j0.3672	4.02
Nível de carga 1	0.1086 + j0.3667	3.83
Nível de carga 2	0.1076 + j0.4631	4.64
Nível de carga 3	0.1325 + j0.4860	5.05
Nível de carga 4	0.1487 + j0.4945	5.17
Nível de carga 5	0.1456 + j0.5140	5.35
Nível de carga 6	0.1310 + j0.4824	5.01

Tabela 21 – Factores de severidade para dois valores da velocidade de referência do accionamento (54 espiras curto-circuitadas).

Velocidade de referência(rpm)	$\Delta \underline{i}^{fl} = i_{ds}^{fl} + j i_{qs}^{fl}$ (A)	Factor de severidade (%)
1000*	0.1612 + j0.3672	4.02
1500*	0.1771 + j0.6109	6.37

* Foi usada uma resistência de 5.3 Ω para limitar o valor da corrente de curto-circuito.

De um modo geral, a um aumento da extensão da avaria corresponde um aumento do valor do factor de severidade, sendo inclusivamente possível detectar uma única espira curto-circuitada, num total de 324 espiras por fase.

Relativamente ao nível de carga do motor, para uma mesma extensão da avaria, verifica-se que existem algumas oscilações no valor do factor de severidade. Embora estas oscilações não comprometam o diagnóstico de uma bobina curto-circuitada, para o caso de uma espira em

⁸⁶ Os níveis de carga indicados, da primeira para a última linha da tabela, são progressivamente crescentes.

curto-circuito este aspecto deverá ser tido em conta. Presumivelmente, estas variações do factor de severidade ficam a dever-se aos seguintes factores:

- i) o aumento do nível de carga do motor provoca um aumento da temperatura de funcionamento do mesmo, conduzindo desta forma a um aumento da resistência eléctrica dos enrolamentos estatóricos e rotóricos [31]. A variação destes parâmetros conduzirá, inevitavelmente, a alguns erros;
- ii) o aumento do nível de carga do motor provoca também um aumento na amplitude das correntes eléctricas que circulam nas barras da gaiola rotórica. Este aumento de corrente eléctrica vai originar um aumento do fluxo de fugas associado ao rotor. Se as ranhuras do rotor forem fechadas (como é o caso do rotor do motor usado), o aumento do fluxo de fugas, particularmente a parcela correspondente ao fluxo de fugas de ranhura, provoca uma maior saturação magnética nos caminhos que estes fluxos percorrem, diminuindo o valor global da reactância de fugas associada ao rotor do motor [31], [131], [168]. Este fenómeno é particularmente acentuado em motores de pequena e média potência, como é o caso do motor usado nestes ensaios [31], [140].

Serão as variações destes parâmetros o principal responsável pelas variações do factor de severidade observadas. No entanto, é de referir que para condições idênticas de funcionamento do motor, as variações percentuais exibidas pela componente de sequência negativa das correntes eléctricas de alimentação do motor são superiores às aquelas registadas pelo factor de severidade proposto para o método dos referenciais múltiplos. A justificação deste facto é que, para uma dada variação percentual da resistência e da reactância de fugas dos enrolamentos rotóricos do motor, regista-se uma maior influência na impedância total oferecida pelo motor à passagem da componente de sequência negativa da corrente do que a influência de tais variações na impedância oferecida pelo motor à passagem da componente de sequência positiva da corrente eléctrica [169].

Por outro lado, é ainda de registar que na implementação do accionamento com DTC existente no mercado, existe uma entrada no sistema de controlo destinada a recolher informação relativa à temperatura de funcionamento do motor. Deste modo, caso o sensor de temperatura esteja instalado no motor, o sistema de diagnóstico poderá também tirar partido desta grandeza e corrigir os valores das resistências dos enrolamentos, melhorando desta forma os resultados obtidos. Por outro lado, durante a fase de auto-comissionamento do accionamento, são estimados factores correctivos das indutâncias dos enrolamentos por forma a ter em conta a saturação magnética no motor. Mais uma vez, o sistema de

diagnóstico pode tirar partido desta informação por forma a melhorar e tornar tão independente quanto possível o factor de severidade do nível de carga do motor.

Pelas razões apontadas, há uma forte convicção de que numa implementação futura do accionamento, através de uma compensação adequada das variações dos parâmetros mencionados anteriormente, a técnica de diagnóstico poderá ver a sua precisão melhorada, em particular para pequenas extensões da avaria.

Por último, no que se refere à velocidade de referência do accionamento, verifica-se uma diminuição do factor de severidade com a diminuição desta grandeza. Atendendo ao facto de que, em geral, uma diminuição da velocidade de referência do accionamento traduz-se numa diminuição da frequência e amplitude da tensão de alimentação do motor, e numa diminuição da amplitude da corrente de curto-circuito, a variação do factor de severidade com a velocidade de referência do accionamento já era esperada. Como tal, e porque os efeitos destrutivos da avaria são proporcionais ao quadrado da corrente de curto-circuito, o factor de severidade é ainda eficaz, podendo ser encarado, simultaneamente, como uma medida da extensão da avaria e uma medida dos efeitos destrutivos da mesma.

5 | Conclusões

O trabalho apresentado ao longo desta dissertação pretendeu analisar os efeitos mais relevantes da ocorrência de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos de motores de indução trifásicos, perspectivando ainda e desenvolvendo possíveis métodos de diagnóstico de tal avaria. Este trabalho debruçou-se não só sobre o caso de motores de indução trifásicos alimentados por fontes de tensão sinusoidal mas abordou igualmente o caso de motores de indução que são parte integrante de accionamentos eléctricos com DTC, hoje bastante comuns na indústria mas não contemplados até agora no domínio do diagnóstico de avarias relativamente ao motor.

Com estes objectivos, foi desenvolvido e implementado um modelo de simulação computacional, baseado na Função de Enrolamento, capaz de simular com grande detalhe e rigor o funcionamento do motor de indução trifásico de rotor em gaiola de esquilo simples, bem como o conversor de frequência com DTC, quando na presença de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos do motor. O modelo matemático apresentado é absolutamente genérico e permite ao utilizador especificar uma qualquer configuração dos enrolamentos estatóricos, contemplando todos os harmónicos espaciais associados aos mesmos. Fenómenos secundários tais como o efeito pelicular nas barras do rotor, a inclinação das mesmas e o efeito da largura finita dos condutores são também tidos em conta neste modelo matemático, resultando numa boa concordância entre os resultados obtidos por

simulação computacional e aqueles obtidos experimentalmente⁸⁷.

Com base no modelo matemático desenvolvido foram realizados inúmeros estudos de simulação computacional que, complementados com resultados experimentais, permitiram ter uma melhor percepção dos efeitos associados a esta avaria bem como a sua influência em diversas grandezas que caracterizam o funcionamento do motor, nomeadamente no que diz respeito à corrente de alimentação, binário electromagnético desenvolvido e potência eléctrica instantânea total absorvida pelo motor, entre outras. Tendo por base os resultados obtidos, foi possível constatar inúmeras limitações existentes nas técnicas de diagnóstico até agora propostas para diagnosticar a avaria em estudo, designadamente as dificuldades em dissociar os efeitos da avaria de fenómenos tais como os desequilíbrios no sistema de alimentação do motor e das assimetrias residuais inerentes a qualquer motor de indução. Assim, conclui-se que se o processo de diagnóstico for baseado na detecção dos harmónicos das ranhuras do rotor existentes na corrente eléctrica de alimentação do motor, na medição da componente de sequência negativa das correntes eléctricas de alimentação, ou na medição da componente espectral à frequência $2f_s$ da potência eléctrica total absorvida pelo motor, é praticamente impossível distinguir a avaria dos fenómenos acima mencionados. Por conseguinte, tais técnicas não constituem métodos viáveis de diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos do motor.

Por outro lado, conclui-se ainda que a avaria introduz no binário electromagnético desenvolvido pelo motor uma componente espectral à frequência dupla da do sistema de alimentação mas tal componente não é distinguível daquela introduzida pelos desequilíbrios nas tensões do sistema de alimentação ou pelas assimetrias residuais existente no motor, havendo ainda uma fraca correlação entre a amplitude desta componente espectral e a extensão da avaria. Quando o sinal do binário electromagnético é usado para efeitos de diagnóstico de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos, o binário electromagnético não poder ser estimado por intermédio das equações habitualmente usadas para esse efeito pois elas introduzirão um erro apreciável no valor estimado desta grandeza⁸⁸. A situação limite ocorre no caso do accionamento com DTC, em que o valor estimado do binário electromagnético por intermédio das equações clássicas em eixos $d-q$ é praticamente constante, independentemente da existência ou não de curtos-circuitos entre espiras, ao passo que o verdadeiro binário electromagnético pode conter uma componente alternada que pode ser superior a 50 % do valor do binário nominal do motor! Por todas estas razões, o uso

⁸⁷ De salientar que no domínio da modelação matemática de motores de indução, o modelo aqui proposto é o primeiro modelo matemático publicado, baseado no uso da Função de Enrolamento, a incluir o efeito pelicular nas barras do rotor.

⁸⁸ Esta questão nunca foi discutida na literatura anteriormente publicada pelo que se reveste de importância acrescida.

do binário electromagnético para efeitos de diagnóstico de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos é desaconselhado, independentemente do tipo de alimentação do motor.

Outro aspecto inovador do trabalho aqui apresentado, relativamente ao caso particular dos accionamentos com DTC, consistiu na demonstração de que a ocorrência de avarias nos enrolamentos estatóricos introduz um terceiro harmónico de amplitude apreciável nas correntes eléctricas de alimentação do motor, tendo a sua causa sido objecto de análise. Infelizmente, demonstrou-se também que as assimetrias residuais do motor introduzem também essa mesma componente espectral pelo que o seu uso para efeitos de diagnóstico deve ser restringido aos motores de indução de média e grande potência onde os níveis de assimetrias residuais são habitualmente reduzidos.

Constatadas as limitações das técnicas de diagnóstico tradicionais, iniciou-se o processo de desenvolvimento de uma nova técnica de diagnóstico que pudesse ultrapassá-las. Com este intuito, foi desenvolvido um segundo modelo de simulação computacional, este apelidado de modelo simplificado, que, embora assente num conjunto de suposições bem mais restritivas do que o modelo anteriormente descrito, permite no entanto ter uma visão mais qualitativa dos efeitos da avaria. Deste modo, com base no modelo simplificado, e mais tarde comprovado por intermédio dos resultados obtidos com o modelo detalhado e resultados experimentais, observou-se que para além da componente de sequência negativa, a avaria introduz uma quantidade (vectorial) adicional na componente de sequência positiva das correntes eléctricas de alimentação do motor. Foi ainda demonstrado que esta quantidade adicional é directamente proporcional à extensão da avaria (número de espiras em curto-circuito) e proporcional a um terço do valor da corrente de curto-circuito. Estes resultados conduzem à conclusão que, relativamente a um dado motor, para efeitos de quantificação da extensão da avaria existirão sempre duas variáveis, independentes entre si, que condicionam os resultados obtidos: o número de espiras curto-circuitadas e o valor da impedância de curto-circuito (impedância de contacto). Por outro lado, regista-se que a componente de sequência positiva, para além de conter informação relevante relacionada com a existência da avaria, é muito menos sensível a possíveis desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação e às assimetrias residuais intrínsecas ao próprio motor, constituindo deste modo uma grandeza que permite atenuar fortemente as limitações identificadas anteriormente relativamente ao uso de outras grandezas para efeitos de diagnóstico.

Identificado o efeito da avaria em estudo que permite tornar mais independente o processo de diagnóstico das condições de funcionamento do motor, seguiu-se o processo de

desenvolvimento de uma técnica de diagnóstico que permitisse isolar e medir tal efeito. É a este propósito que é introduzido o método dos referenciais múltiplos, aqui proposto como um novo método de diagnóstico. De acordo com este método, qualquer componente espectral que exista numa ou mais correntes de alimentação do motor pode ser facilmente manipulada (medida, escalada, eliminada, etc.) transformando essas correntes eléctricas de coordenadas de fase para eixos d - q , num dado referencial. A velocidade e sentido de rotação desse referencial deverão ser tais que a componente espectral que se pretende manipular apareça aí como constante. De um modo geral, há necessidade de usar diversos referenciais em cadeia, cada um deles sincronizado com uma componente específica do sistema de correntes de alimentação do motor. No caso particular dos curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos, há lugar ao uso de dois referenciais, usados em sequência, cada um deles sincronizado com um dos efeitos primários da avaria. Um primeiro referencial, a rodar à velocidade de sincronismo do motor mas no sentido oposto ao de rotação do campo girante, é usado para remover a componente de sequência negativa das correntes eléctricas, independentemente da sua origem, pois esta componente é vista como constante em tal referencial. Os sinais da corrente eléctrica resultantes desta operação são posteriormente transformados para um segundo referencial, este a rodar à velocidade de sincronismo no sentido de rotação do campo girante. Neste último referencial (em que o eixo q está alinhado com o sistema de tensões simples de alimentação do motor ou o fluxo encadeado estatórico está alinhado segundo o eixo d), as componentes da corrente eléctrica aparecem como constantes segundo ambos os eixos pelo que, usando os parâmetros do esquema equivalente por fase do motor, é possível isolar facilmente o vector indicador da avaria, que após uma normalização adequada constitui o factor de severidade da avaria, esse sim um indicador da extensão da mesma e, tanto quanto possível, independente das características do motor objecto de diagnóstico.

Os resultados obtidos com a técnica dos referenciais múltiplos permitem concluir que ela é tanto aplicável a motores alimentados directamente pela rede como a motores que fazem parte integrante de accionamentos com DTC. O factor de severidade definido é adequado à quantificação da extensão da avaria e praticamente independente dos desequilíbrios que habitualmente se registam nos sistemas de tensão de alimentação do motor. Por outro lado, o nível de carga, bem como o tipo de ligação ou a configuração dos enrolamentos estatóricos do motor também não afectam significativamente o valor do factor de severidade, fazendo deste modo da técnica dos referenciais múltiplos uma ferramenta de diagnóstico fiável, independentemente das características e condições de funcionamento do motor.

Embora o método dos referenciais múltiplos tenha sido aqui desenvolvido e aplicado no

diagnóstico de avarias nos enrolamentos estatóricos, a filosofia subjacente ao uso desta técnica é extensível ao diagnóstico de outros tipos de avaria, designadamente barras fracturadas e excentricidade, mesmo que tais avarias ocorram simultaneamente, tal como foi demonstrado em dois trabalhos publicados recentemente [170], [171]. De facto, para uma avaria poder ser detectada com recurso a este método de diagnóstico basta que a mesma tenha um efeito em pelo menos uma das correntes eléctricas de alimentação do motor. Assim, os procedimentos, de um modo geral, consistem na identificação dos efeitos primários (na corrente eléctrica) de cada avaria e no uso de diversos referenciais em cadeia, cada um deles sincronizado com um desses efeitos. Em cada um dos referenciais usados, uma das componentes da corrente eléctrica associada a esses efeitos aparece como constante e, por conseguinte, é facilmente medida e posteriormente removida dos sinais da corrente, antes de estes serem transformados para o referencial seguinte. As grandes vantagens no uso desta técnica de diagnóstico são, por um lado, basear-se no processamento da informação contida nas três correntes de alimentação do motor e não na informação contida em apenas uma delas (como é o caso da análise espectral da corrente eléctrica de alimentação do motor), e, por outro lado, o facto da manipulação de cada componente espectral específica da corrente eléctrica não perturbar minimamente as restantes componentes espectrais. De facto, em cada um dos referenciais usados, a componente da corrente eléctrica específica de um dos efeitos primários da avaria pode ser facilmente medida e de seguida removida sem que as restantes componentes espectrais sejam afectadas. Outra das inúmeras vantagens do método dos referenciais múltiplos relativamente a outras técnicas de diagnóstico é ainda a sua grande capacidade de discriminação das avarias, ao permitir detectar e identificar diferentes tipos de avarias mesmo quando estas ocorrem simultaneamente.

Foi ainda demonstrado neste trabalho que o método dos referenciais múltiplos é facilmente integrável num accionamento com DTC, pelo que se perspectiva num futuro próximo o desenvolvimento de accionamentos em que os sistemas de controlo e de diagnóstico de avarias do motor estão perfeitamente integrados, constituindo assim uma mais valia destes produtos. Com esta integração, é possível tirar partido dos sensores já instalados no accionamento bem como de alguma informação disponibilizada pelo sistema de controlo, minimizando assim o *hardware* e *software* necessários à implementação da técnica de diagnóstico. Outro aspecto positivo da integração destes sistemas está relacionado com o facto do próprio accionamento, durante a fase de auto-comissionamento, poder ter em conta fenómenos que não foram aqui abordados de forma aprofundada, nomeadamente a variação dos parâmetros do motor com a temperatura e com o nível de saturação magnética do motor. Estes constituem, portanto, tópicos a serem desenvolvidos em trabalho futuro.

Também o uso do método dos referenciais múltiplos como técnica de diagnóstico de avarias em accionamentos com controlo vectorial não foi abordado neste trabalho e constitui tema a ser desenvolvido futuramente. O modelo matemático do accionamento, exposto nesta dissertação, pode acomodar com alguma facilidade qualquer estratégia de controlo do inversor pelo que, com ligeiras alterações no módulo de controlo, este modelo matemático pode ser utilizado para comprovar a eficácia do método dos referenciais múltiplos ou de outros métodos de diagnóstico de avarias em accionamentos com outras estratégias de controlo que não o DTC.

Outro tema de trabalho futuro que se perspectiva interessante, embora possa ser um objectivo utópico, é a estimação da vida útil remanescente do motor quando este começa a desenvolver uma dada avaria nos enrolamentos estatóricos. No entanto, as diferenças existentes na construção dos motores de indução e diferentes condições de funcionamento dos mesmos, combinadas com a variabilidade dos processos de degradação que ocorrem dentro do motor, tornam bastante difícil uma quantificação da sua vida útil após o aparecimento dos primeiros sinais de avaria. Uma análise estatística dos valores dos indicadores da avaria e factores de severidade definidos, obtidos ao longo de vários anos de funcionamento de diferentes motores, poderá no entanto revelar alguns aspectos úteis a esta quantificação.

Para finalizar, alguns tópicos para investigação futura são ainda o uso do método dos referenciais múltiplos noutros domínios, designadamente na análise da qualidade de funcionamento de motores de corrente alternada e no domínio do controlo de qualidade.

Referências

- [1] Vas, P.: *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford University Press, New York, 1998.
- [2] Bezesky, D. M. and Kreitzer, S.: "Selecting ASD systems", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 9, n° 4, pp. 39-49, July/August 2003.
- [3] Blaschke, F.: "The principle of field orientation as applied to the new TRANSVEKTOR closed-loop control system for rotating-field machines", *Siemens Review*, vol. 34, pp. 217-220, May 1972.
- [4] Kazmierkowski, M. P. and Buja, G.: "Review of direct torque control methods for voltage source inverter-fed induction motors", 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Roanoke, VA, USA, pp. 981-991, November 2-6, 2003.
- [5] Takahashi, I. and Noguchi, T.: "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Toronto, Canada, pp. 496-502, October 1985.
- [6] Depenbrock, M.: "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 3, n° 4, pp. 420-429, October 1988.
- [7] Nash, J. N.: "Direct torque control, induction motor vector control without an encoder", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 33, n° 2, pp. 333-341, March/April 1997.
- [8] Albrecht, P. F.; Appiarius, J. C.; McCoy, R. M.; Owen, E. L. and Sharma, D. K.: "Assessment of the reliability of motors in utility applications – updated", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. EC-1, pp. 39-46, March 1986.
- [9] Paoletti, G. J. and Rose, A.: "Improving existing motor protection for medium voltage motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 23, n° 3, pp. 456-464, May/June 1989.
- [10] Stone, G. C. and Sedding, H. G.: "In-service evaluation of motor and generator stator windings using partial discharge tests", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 31, n° 2, pp. 299-303, March/April 1995.
- [11] Thomson, W. T.: "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction motors – Past, present and future", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijón, Spain, pp. 3-18, September 1-3, 1999.
- [12] Thorsen, O. V. and Dalva, M.: "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 35, n° 4, pp. 810-818, July/August 1999.
- [13] Fenger, M.; Campbell, S. R. and Pederson, J.: "Motor winding problems caused by inverter drives", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 9, n° 4, pp. 22-31, July/August 2003.

- [14] Contin, A.; D'Orlando, S.; Foggiato, M.; Menis, R. and Milo, S.: "Fault diagnosis of induction motors: simulations and experimental results", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 289-294, September 1-3, 2001.
- [15] Bellini, A.; Filippetti, F.; Franceschini, G. and Tassoni, C.: "Closed loop influence on induction machine asymmetries effects", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijón, Spain, pp. 43-50, September 1-3, 1999.
- [16] Bellini, A.; Filippetti, F.; Franceschini, G. and Tassoni, C.: "Closed loop control impact on the diagnosis of induction motors faults", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Phoenix, Arizona, USA, vol. 3, pp. 1913-1921, October 3-7, 1999.
- [17] Tallam, R. M.; Habetler, T. G. and Harley, R. G.: "Stator winding turn-fault detection for closed-loop induction motor drives", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Pittsburgh, PA, USA, vol. 3, pp. 1553-1557, October 13-17, 2002.
- [18] Briz, F.; Degner, M. W.; Zamarrón, A. and Guerrero, J. M.: "On-line stator winding fault diagnosis in inverter-fed AC machines using high frequency signal injection", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Pittsburgh, PA, USA, vol. 3, pp. 2094-2101, October 13-17, 2002.
- [19] Kaufhold, M.; Schäfer, K.; Bauer, K.; Bethge, A. and Risse, J.: "Interface phenomena in stator winding insulation – Challenges in design, diagnosis, and service experience", *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 18, nº 2, pp. 27-36, March/April 2002.
- [20] Doughty, R. L. and Heredos, F. P.: "Cost-effective motor surge capability", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 33, nº 1, pp. 167-176, January/February 1997.
- [21] Bonnett, A. H. and Soukup, G. C.: "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 28, nº 4, pp. 921-937, July/August 1992.
- [22] Cardoso, A. J. M.: *Diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos*, Coimbra Editora, Coimbra, 1991.
- [23] Bonnett, A. H.: "A comparison between insulation systems available for PWM-inverter-fed motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 33, nº 5, pp. 1331-1341, September/October 1997.
- [24] Melfi, M.; Sung, A. M. J.; Bell, S. and Skibinski, G. L.: "Effect of surge voltage risetime on the insulation of low-voltage machines fed by PWM converters", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 34, nº 4, pp. 766-775, July/August 1998.
- [25] Tang, Y.: "Analysis of steep-fronted voltage distribution and turn insulation failure in inverter-fed form-wound ac motor", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 34, nº 5, pp. 1088-1096, September/October 1998.
- [26] Fabiani, D.; Montanari, G. C. and Contin, A.: "The effect of fast repetitive pulses on the degradation of turn insulation of induction motors", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 413-418, September 1-3, 2001.

- [27] Laudebat, L.; Neacsu, C.; Bidan, P. and Lebey, T.: "Use of adjustable speed drives (ASD) for low voltage rotating machines: an overview of problems and their solutions", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 423-426, September 1-3, 2001.
- [28] Homce, G. T. and Thalimer, J. R.: "Reducing unscheduled plant maintenance delays – Field test of a new method to predict electric motor failure", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 32, n° 3, pp. 689-694, May/June 1996.
- [29] Kohler, J. L.; Sottile, J. and Trutt, F. C.: "Alternatives for assessing the electrical integrity of induction motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 28, n° 5, pp. 1109-1117, September/October 1992.
- [30] Lee, S. B.; Tallam, R. M. and Habetler, T. G.: "A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix", 32nd Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, Canada, vol. 4, pp. 2217-2223, June 17-21, 2001.
- [31] Arkan, M.; Perovic, D. K. and Unsworth, P. J.: "Online stator fault diagnosis in induction motors", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 148, n° 6, pp. 537-547, November 2001.
- [32] Kliman, G. B.; Premerlani, W. J.; Koegl, R. A. and Hoeweler, D.: "A new approach to on-line turn fault detection in AC motors", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, California, USA, vol. 1, pp. 687-693, October 6-10, 1996.
- [33] Kliman, G. B.; Premerlani, W. J. and Koegl, R. A.: "Sensitive, on-line turn-to-turn fault detection in AC motors", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, pp. 915-927, 2000.
- [34] Arkan, M. and Unsworth, P. J.: "Stator fault diagnosis in induction motors using power decomposition", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Phoenix, Arizona, USA, vol. 3, pp. 1908-1912, October 3-7, 1999.
- [35] Sottile, J. and Kohler, J. L.: "An on-line method to detect incipient failure of turn insulation in random-wound motors", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 8, n° 4, pp. 762-768, December 1993.
- [36] Henaó, H.; Capolino, G. A.; Assaf, T.; Cabanas, M. F.; Melero, M. G.; Orcajo, G. A.; Cano, J. M. and Briz del Blanco, F.: "A new mathematical procedure for the computation of the equivalent inverse sequence impedance in working induction motors", CD-Rom Conf. Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Rome, Italy, pp. 1-8, October 8-12, 2000.
- [37] Sottile, J.; Trutt, F. C. and Kohler, J. L.: "Condition monitoring of stator windings in induction motors: Part I – Experimental investigation of the effective negative-sequence impedance detector", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 38, n° 5, pp. 1447-1453, September/October 2002.
- [38] Cardoso, A. J. M.; Cruz, S. M. A. and Fonseca, D. S. B.: "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's Vector Approach", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 14, n° 3, pp. 595-598, September 1999.

- [39] Cruz, S. M. A. and Cardoso, A. J. M.: "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Extended Park's Vector Approach", International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey, vol. 3, pp. 1844-1848, September 2-4, 1998.
- [40] Cruz, S. M. A. and Cardoso, A. J. M.: "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Extended Park's Vector Approach", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, n° 4, pp. 289-299, 2000.
- [41] Cruz, S. M. A. and Cardoso, A. J. M.: "Diagnosis of the multiple induction motor faults using Extended Park's Vector Approach", *International Journal of Comadem*, vol. 4, n° 1, pp. 19-25, 2001.
- [42] Cruz, S. M. A. and Cardoso, A. J. M.: "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the Extended Park's Vector Approach", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 37, n° 5, pp. 1227-1233, September/October 2001.
- [43] Trutt, F. C.; Cruz, C. S.; Kohler, J. L. and Sottile, J.: "Prediction of electrical behavior in deteriorating induction motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 29, n° 6, pp. 1239-1243, November/December 1993.
- [44] Trutt, F. C.; Sottile, J. and Kohler, J. L.: "Online condition monitoring of induction motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 38, n° 6, pp. 1627-1632, November/December 2002.
- [45] Sottile, J.; Trutt, F. C. and Kohler, J. L.: "Condition monitoring of stator windings in induction motors: Part II – Experimental investigation of voltage mismatch detectors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 38, n° 5, pp. 1454-1459, September/October 2002.
- [46] Lee, S. B.; Tallam, R. M. and Habetler, T. G.: "A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 18, n° 3, pp. 865-872, May 2003.
- [47] Cash, M. A.; Habetler, T. G. and Kliman, G. B.: "Insulation failure prediction in ac machines using line-neutral voltages", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 34, n° 6, pp. 1234-1239, November/December 1998.
- [48] Cash, M. A. and Habetler, T. G.: "Insulation failure prediction in inverter-fed induction machines using line-neutral voltages", Applied Power Electronics Conference, Anaheim, California, USA, vol. 2, pp. 1035-1039, February 15-19, 1998.
- [49] Cash, M. A. and Habetler, T. G.: "Insulation failure detection in the stator windings of ASD-driven induction machines using standard deviation of line currents", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, St. Louis, Missouri, USA, vol. 1, pp. 299-303, October 12-15, 1998.
- [50] Maier, R.: "Protection of squirrel-cage induction motor utilizing instantaneous power and phase information", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 28, n° 2, pp. 376-380, March/April 1992.
- [51] Stavrou, A.; Sedding, H. G. and Penman, J.: "Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Seattle, Washington, USA, pp. 345-347, May 9-12, 1999.

- [52] Stavrou, A.; Sedding, H. G. and Penman, J.: "Current monitoring for detecting inter-turn short circuits in induction motors", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 16, n° 1, pp. 32-37, March 2001.
- [53] Joksimovic, G. M. and Penman, J.: "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors", *IEEE Trans. Indust. Electronics*, vol. 47, n° 5, pp. 1078-1084, October 2000.
- [54] Filippetti, F.; Franceschini, G.; Gentile, G.; Meo, S.; Ometto, A.; Rotondale, N. and Tassoni, C.: "Current pattern analysis to detect induction machine non rotational anomalies", International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey, vol. 1, pp. 448-453, September 2-4, 1998.
- [55] Filippetti, F.; Gentile, G.; Meo, S.; Ometto, A. and Rotondale, N.: "High order current spectral components utilisation to improve induction machine diagnostics", International Conference on Electrical Machines, Espoo, Finland, vol. 2, pp. 941-945, August 28-30, 2000.
- [56] Nandi, S. and Toliyat, H. A.: "Novel frequency-domain-based technique to detect stator interturn faults in induction machines using stator-induced voltages after switch-off", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 38, n° 1, pp. 101-109, January/February 2002.
- [57] Penman, J. and Yin, C. M.: "An unambiguous technique for displaying the presence of stator winding faults in induction motors", Fifth International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 51-55, 1991.
- [58] Penman, J.; Sedding, H. G.; Lloyd, B. A. and Fink, W. T.: "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors ", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 9, n° 4, pp. 652-658, December 1994.
- [59] Melero, M. G.; Cabanas, M. F.; Orcajo, G. A.; Iglesias, I.; Rojas, C. H.; Capolino, G. A.; Fernández, H. H. and Solares, J.: "The ability of on-line tests to detect interturn short-circuits in squirrel cage induction motors", International Conference on Electrical Machines, Espoo, Finland, vol. 2, pp. 771-776, August 28-30, 2000.
- [60] Hsu, J. S.: "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 31, n° 5, pp. 1016-1021, September/October 1995.
- [61] Melero, M. G.; Cabanas, M. F.; Faya, F. R.; Rojas, C. H. and Solares, J.: "Electromagnetic torque harmonics for on-line interturn short short circuits detection in squirrel cage induction motors", 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Switzerland, pp. P. 1- P. 9, September 7-9, 1999.
- [62] Stone, G. C.; Gupta, B. K.; Kurtz, M. and Sharma, D. K.: "Investigation of turn insulation failure mechanisms in large ac motors", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, n° 9, pp. 2588-2593, September 1984.
- [63] Contin, A.; Montanari, G. C. and Cacciari, M.: "Diagnosis of stator windings of ac machines using partial discharge technique", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijón, Spain, pp. 51-58, September 1-3, 1999.

- [64] Culbert, I.; Sedding, H. G. and Stone, G. C.: "A method to estimate the insulation condition of high voltage stator windings", 19th Electrical Electronics Insulation Conference, Chicago, USA, pp. 236-241, 1989.
- [65] Sedding, H. G.; Campbell, S. R.; Stone, G. C. and Klempner, G. S.: "A new sensor for detecting partial discharges in operating turbine generators", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 6, n° 4, pp. 700-706, December 1991.
- [66] Stone, G. C.; Sedding, H. G. and Costello, M. J.: "Application of partial discharge testing to motor and generator winding maintenance", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 32, n° 2, pp. 459-464, March/April 1996.
- [67] Sasic, M. and Bertenshaw, D.: "On-line partial discharge monitoring on MV motors - Case studies on improved sensitivity couplers and interpretation results", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 391-395, September 1-3, 2001.
- [68] Leonard, R. A. and Thomson, W. T.: "Vibration and stray flux monitoring for unbalanced supply and inter-turn winding fault diagnosis in induction machines", *British Journal of Non-Destructive Testing*, pp. 211-215, July 1986.
- [69] Trutt, F. C.; Sottile, J. and Kohler, J. L.: "Detection of AC machine winding deterioration using electrically excited vibrations", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Phoenix, Arizona, USA, vol. 3, pp. 1903-1907, October 3-7, 1999.
- [70] Trutt, F. C.; Sottile, J. and Kohler, J. L.: "Condition monitoring of induction motor stator windings using electrically excited vibrations", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Pittsburgh, PA, USA, vol. 4, pp. 2301-2305, October 13-17, 2002.
- [71] Hickiewicz, J.; Szymaniec, S. and Wach, P.: "Vibroacoustic diagnostics of electric circuits defects of 3-phase induction motors", International Conference on Electrical Machines, Munich, Germany, vol. 2, pp. 496-499, September 8-10, 1986.
- [72] El-Sharkawi, M. A.: "Role of computational intelligence in machine diagnosis", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 11-18, September 1-3, 2001.
- [73] Burton, B. and Harley, R. G.: "Self organising map visualisation tools for direct condition monitoring and prognosis", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 57-62, September 1-3, 2001.
- [74] Parlos, A. G.; Kim, K. and Bharadwaj, R. M.: "Sensorless detection of induction motor faults", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 63-70, September 1-3, 2001.
- [75] Cavallini, A. and Filippetti, F.: "Hierarchical procedure for the diagnostics of electromechanical systems fault", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 71-76, September 1-3, 2001.
- [76] Filippetti, F.; Franceschini, G.; Tassoni, C. and Vas, P.: "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques", *IEEE Trans. Indust. Electronics*, vol. 47, n° 5, pp. 994-1004, October 2000.

- [77] Leith, D.; Deans, N. D. and Stewart, I. D.: "Condition monitoring of electrical machines using a real-time expert system", International Conference on Electrical Machines, Pisa, Italy, pp. 297-302, September 12-14, 1988.
- [78] Tallam, R. M.; Habetler, T. G.; Harley, R. G.; Gritter, D. J. and Burton, B. H.: "Neural network based on-line stator winding turn fault detection for induction motors", CD-Rom Conf. Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Rome, Italy, pp. 1-6, October 8-12, 2000.
- [79] Goode, P. V. and Chow, M.: "Using a neural/fuzzy system to extract heuristic knowledge of incipient faults in induction motors: Part I – Methodology", *IEEE Trans. Indust. Electronics*, vol. 42, n° 2, pp. 131-138, April 1995.
- [80] Vas, P.: *Artificial-intelligence-based electrical machines and drives*, Oxford University Press, New York, 1999.
- [81] Awadallah, M. A. and Morcos, M. M.: "Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives – an overview", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 18, n° 2, pp. 245-251, June 2003.
- [82] Wolbank, T. M.; Loparo, K. A. and Wöhrnschimmel, R.: "Modeling and on-line detection of stator winding faults in inverter fed induction motors utilizing inverter statistics", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijón, Spain, pp. 113-118, September 1-3, 1999.
- [83] Moreau, S.; Trigeassou, J. C.; Champenois, G. and Gaubert, J. P.: "Diagnosis of induction machines: a procedure for electrical fault detection and localization", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijón, Spain, pp. 225-229, September 1-3, 1999.
- [84] Bachir, S.; Tnani, S.; Poinot, T. and Trigeassou, J. C.: "Stator fault diagnosis in induction machines by parameter estimation", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Grado, Italy, pp. 235-239, September 1-3, 2001.
- [85] Giannakopoulos, G. B. and Vovos, N. A.: "A method for fast digital simulation of induction motor drive systems including the power electronic circuit", *Electrical Engineering*, vol. 80, n° 1, pp. 65-71, February 1997.
- [86] Konan, K.; Henao, H.; Capolino, G. A. and Cabanas, M. F.: "A new stator model to study induction machine winding short-circuits", International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey, vol. 3, pp. 1516-1521, September 2-4, 1998.
- [87] Fudeh, H. R. and Ong, C. M.: "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics – Part I: Modeling and transformation", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, n° 8, pp. 2608-2615, August 1983.
- [88] Fudeh, H. R. and Ong, C. M.: "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics – Part II: Analysis of asynchronous and synchronous actions", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, n° 8, pp. 2616-2620, August 1983.

- [89] Fudeh, H. R. and Ong, C. M.: "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics – Part III: Three-phase cage rotor induction machines", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, n° 8, pp. 2621-2628, August 1983.
- [90] Gentile, G.; Rotondale, N.; Martelli, M. and Tassoni, C.: "Harmonic analysis of induction motors with stator faults", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 22, n° 2, pp. 215-231, March/April 1994.
- [91] Filippetti, F.; Gentile, G.; Meo, S.; Ometto, A.; Rotondale, N.; Franceschini, G. and Tassoni, C.: "1989-1998: State of art of model based diagnostic procedures for induction machines stator inter-turn short circuits", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, Gijón, Spain, pp. 19-31, September 1-3, 1999.
- [92] Hommes, E. and Paap, G. C.: "The analysis of the 3-phase squirrel-cage induction motor with space harmonics. Part 1: Equations developed by a new time-dependent transformation", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 67, pp. 217-226, 1984.
- [93] Williamson, S. and Mirzoian, K.: "Analysis of cage induction motors with stator winding faults", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-104, n° 7, pp. 1838-1842, July 1985.
- [94] Hommes, E. and Paap, G. C.: "The analysis of the 3-phase squirrel-cage induction motor with space harmonics. Part 2: The influence of the space harmonics on the transient behaviour", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 67, pp. 227-236, 1984.
- [95] Rawicki, S.: "Calculation of currents for internal short-circuits in a stator of a three-phase slip-ring induction machine", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 68, pp. 201-209, 1985.
- [96] Rawicki, S.: "Investigation of the influence of the space harmonics interaction phenomenon on transient and steady state characteristics of a three-phase slip-ring induction machine", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 68, pp. 161-173, 1985.
- [97] Drozdowski, P. and Sobczyk, T. J.: "On a mathematical model of squirrel-cage induction motors", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 70, pp. 371-382, 1987.
- [98] Rawicki, S.: "Damages of windings of a three-phase slip-ring induction machine having parallel paths in the stator or in the rotor – Part 1: The mathematical model", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 71, pp. 257-267, 1988.
- [99] Sobczyk, T. J. and Weinreb, K.: "Analysis of currents and an electromagnetic torque in steady states of induction squirrel-cage motors with asymmetric stator windings", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 71, n° 4, pp. 245-256, 1988.
- [100] Ghani, S. N.: "Digital computer simulation of three-phase induction machine dynamics - A generalized approach", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 24, n° 1, pp. 106-114, January/February 1988.
- [101] Smith, A. C.: "Harmonic field analysis for slip-ring motors including general rotor asymmetry", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 26, n° 5, pp. 857-865, September/October 1990.
- [102] Gieras, J. F.: "Analysis of multilayer rotor induction motor with higher space harmonics taken into account", *IEE Proc., Part B*, vol. 138, n° 2, pp. 59-67, March 1991.

- [103] Rams, W.; Rusek, J. and Skwarczynski, J.: "Forces acting on induction machine stator core due to winding faults", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 76, pp. 219-224, 1993.
- [104] Alwash, J. H. H. and Ikhwan, S. H.: "Generalised approach to the analysis of asymmetrical three-phase induction motors", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 142, n° 2, pp. 87-96, March 1995.
- [105] Dorrell, D. G. and Smith, A. C.: "Calculation of U.M.P. in induction motors with series or parallel winding connections", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 9, n° 2, pp. 304-310, June 1994.
- [106] Capolino, G. A. and Henao, H.: "A new model for three-phase induction machine diagnosis using a simplified spectral approach", CD-Rom Conf. Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Chicago, IL, USA, pp. 1-6, September 30 - October 4, 2001.
- [107] Derrhi, M.; Delmotte-Delforge, C. and Brochet, P.: "Fault simulation of induction machines using a coupled permeance network model", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijón, Spain, pp. 401-406, September 1-3, 1999.
- [108] Ah-Jaco, A.; Makki, A.; Yahoui, H. and Grellet, G.: "Modelling of the three phase asynchronous motor. Application to magnetic faults diagnostic", International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey, vol. 1, pp. 443-447, September 2-4, 1998.
- [109] Luo, X.; Liao, Y.; Toliyat, H. A.; El-Antably, A. and Lipo, T. A.: "Multiple coupled circuit modeling of induction machines", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 31, n° 2, pp. 311-318, March/April 1995.
- [110] Toliyat, H. A.; Lipo, T. A. and White, J. C.: "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. Part I (Motor analysis)", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 6, n° 4, pp. 679-683, December 1991.
- [111] Toliyat, H. A.; Arefeen, M. S. and Parlos, A. G.: "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 32, n° 4, pp. 910-918, July/August 1996.
- [112] Toliyat, H. A. and Sargolzaei, N.: "Comprehensive method for transient modeling of single phase induction motors including the space harmonics", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 26, n° 3, pp. 221-234, 1998.
- [113] Al-Nuaim, N. A. and Toliyat, H. A.: "A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 13, n° 2, pp. 156-162, June 1998.
- [114] Joksimovic, G. M.; Durovic, M. D. and Obradovic, A. B.: "Skew and linear rise of mmf across slot modeling – Winding function approach", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 14, n° 3, pp. 315-320, September 1999.
- [115] Toliyat, H. A. and Al-Nuaim, N. A.: "Simulation and detection of dynamic air-gap eccentricity in salient-pole synchronous machines", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 35, n° 1, pp. 86-93, January/February 1999.

- [116] Joksimovic, G. M.; Durovic, M. D.; Penman, J. and Arthur, N.: "Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines – Winding function approach", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 15, n° 2, pp. 143-148, June 2000.
- [117] Muñoz, A. R. and Lipo, T. A.: "Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 35, n° 6, pp. 1332-1340, November/December 1999.
- [118] Shehata, M. A. and Hentschel, F.: "Effect of current displacement consideration on the behavior of inverter-fed squirrel-cage induction motors", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 22, n° 3, pp. 381-393, May-June, 1994.
- [119] Kabbaj, H.; Roboam, X.; Lefèvre, Y. and Faucher, J.: "Skin effect characterization in a squirrel cage induction machine", *Proc. 1997 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Guimarães, Portugal*, vol. 2, pp. 532-536, 1997.
- [120] Smith, R. F. and Nichols, J. O.: "Analysis of a deep bar induction motor and compressor load during start-up", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-97, n° 5, pp. 1696-1705, September/October 1978.
- [121] McCulloch, M. D. and Landy, C. F.: "Evaluation of the short circuit current in induction motors with deep bars", *Sixth International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 15-19, 1993.
- [122] Klingshirn, E. A. and Jordan, H. E.: "Simulation of polyphase induction machines with deep rotor bars", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-89, n° 6, pp. 1038-1043, July/August 1970.
- [123] Langheim, J.: "Modelling of rotor bars with skin effect for dynamic simulation of induction machines", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 38-44, October 1-5, 1989.
- [124] Creer, W. H.; Novotny, D. W. and Lipo, T. A.: "Determination of equivalent circuits for induction machines with skin effect using terminal characteristics", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 10, n° 5-6, pp. 379-394, 1985.
- [125] Williamson, S. and Healey, R. C.: "Space vector representation of advanced motor models for vector controlled induction motors", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, vol. 143, n° 1, pp. 69-77, January 1996.
- [126] Thorsen, O. V. and Dalva, M.: "Improved model for simulation of saturated deep bar induction motors. Application to direct start and start by open- and closed wye-delta transition", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 115-122, 1992.
- [127] Thorsen, O. V. and Dalva, M.: "A contribution to the development of transient models for digital simulation of saturated induction machines with deep bar effect", *7th Mediterranean Electrotechnical Conference*, vol. 2, pp. 762-765, 1994.
- [128] Thorsen, O. V. and Dalva, M.: "A comparative investigation and evaluation of different methods for experimental determination of parameters for saturated induction machines with current-displacement rotor", *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Orlando, FL, USA*, vol. 1, pp. 599-605, October 8-12, 1995.

- [129] Levy, W.; Landy, C. F. and McCulloch, M. D.: "Improved models for the simulation of deep bar induction motors", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 5, n° 2, pp. 393-400, June, 1990.
- [130] Boldea, I. and Nasar, S. A.: *The induction machine handbook*, CRC Press, Boca Raton, 2002.
- [131] Alger, Philip L.: *Induction machines*, 2nd edition, Gordon and Breach Science Publishers, New York, 1970.
- [132] Chatelain, J.: *Machines Électriques - Tome 1*, Dunod, 1983.
- [133] Zaninelli, D. and Zanotti, P.: "Simplified frequency-dependent model for induction machines", *Electric Machines and Power Systems*, vol. 22, n° 6, pp. 727-742, November/December 1994.
- [134] Coelingh, H. J.; Breedveld, P. C. and Dijk, J. V.: "Modeling three phase induction machines with rotor skin-effect", 2nd IEEE IMACS International Multiconference CESA'98, Nabeul-Hammamet, Tunisia, pp. 535-540, April 1998.
- [135] Retière, N. M. and Ivanès, M. S.: "An introduction to electric machine modeling by systems of non-integer order. Application to double-cage induction machine", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 14, n° 4, pp. 1026-1032, December 1999.
- [136] Faucher, J.; Khaorapapong, T.; Kabbaj, H.; Lefevre, Y. and Dagues, B.: "Fractional order modelling of the skin effect in the rotor", 9th European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, pp. P.1-P.8, August 27-29, 2001.
- [137] Rogers, G. J. and Benaragama, D. S.: "An induction motor model with deep-bar effect and leakage inductance saturation", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 60, pp. 193-201, 1978.
- [138] Levi, E.: "Main flux saturation modelling in double-cage and deep-bar induction machines", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 11, n° 2, pp. 305-311, June 1996.
- [139] Smith, A. C.; Healey, R. C. and Williamson, S.: "A transient induction motor model including saturation and deep bar effect", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 11, n° 1, pp. 8-15, March 1996.
- [140] Healey, R. C.; Williamson, S. and Smith, A. C.: "Improved cage rotor models for vector controlled induction motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 31, n° 4, pp. 812-822, July/August 1995.
- [141] Bonnett, A. H. and Albers, T.: "Squirrel-cage rotor options for ac induction motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 37, n° 4, pp. 1197-1209, July/August 2001.
- [142] McClay, C. I. and Williamson, S.: "The variation of cage motor losses with skew", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 36, n° 6, pp. 1563-1570, November/December 2000.
- [143] Yang, S. J.: *Low-noise electrical motors*, Clarendon Press, Oxford, 1981.
- [144] Say. M. G.: *Alternating current machines*, 4th edition, Pitman Publishing Limited, London, 1976.

- [145] Rajagopalan, V.: *Computer-aided analysis of power electronic systems*, Marcel Dekker, New York, 1987.
- [146] Vas, P.: *Parameter estimation, condition monitoring, and diagnosis of electrical machines*, Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [147] Shin, E.; Park, T.; Oh, W. and Yoo, J.: "A design of PI controller for an induction motor with parameter variation", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Salt Lake City, UT, USA, pp. 408-413, October 12-16, 2003.
- [148] Neto, L. M.; Miskulin, M. S.; Bispo, D.; Resende, J. T. and Camacho, J. R.: "A field procedure to include magnetic saturation effect on a three-phase induction machine", IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Cijón, Spain, pp. 583-588, September 1-3, 1999.
- [149] Donescu, V.; Charette, A.; Yao, Z. and Rajagopalan, V.: "Modeling and simulation of saturated induction motors in phase quantities", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 14, n° 3, pp. 386-393, September 1999.
- [150] Ferrah, A.; Bradley, K. J.; Hogben-Laing, P. J.; Woolfson, M. S.; Asher, G. M.; Sumner, M.; Cilia, J. and Shuli, J.: "A speed identifier for induction motor drives using real-time adaptive digital filtering", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 34, n° 1, pp. 156-162, January/February 1998.
- [151] Nandi, S.; Ahmed, S. and Toliyat, H. A.: "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 16, n° 3, pp. 253-260, September 2001.
- [152] Joksimovic, G. M.; Djurovic, M. D. and Penman, J.: "Cage rotor MMF: winding function approach", *IEEE Power Engineering Review*, pp. 64-66, April 2001.
- [153] Filippetti, F.; Franceschini, G.; Tassoni, C. and Vas, P.: "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 34, n° 1, pp. 98-108, January/February 1998.
- [154] Krause, P. C.: "Method of multiple reference frames applied to the analysis of symmetrical induction machinery", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-87, n° 1, pp. 218-227, January 1968.
- [155] Krause, P. C. and Hake, J. R.: "Method of multiple reference frames applied to the analysis of a rectifier-inverter induction motor drive", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-88, n° 11, pp. 1635-1641, November 1969.
- [156] Sudhoff, S. D.: "Multiple reference frame analysis of a multistack variable-reluctance stepper motor", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 8, n° 3, pp. 418-424, September 1993.
- [157] Sudhoff, S. D.: "Multiple reference frame analysis of an unsymmetrical induction machine", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 8, n° 3, pp. 425-432, September 1993.
- [158] Walls, T. A. and Sudhoff, S. D.: "Analysis of a single-phase induction machine with a shifted auxiliary winding", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 11, n° 4, pp. 681-686, December 1996.

- [159] Chapman, P. L.; Sudhoff, S. D. and Whitecomb, C. A.: "Multiple reference frame analysis of non-sinusoidal brushless DC drives", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 14, n° 3, pp. 440-446, September 1999.
- [160] Chapman, P. L. and Sudhoff, S. D.: "A multiple reference frame synchronous estimator/regulator", *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 15, n° 2, pp. 197-202, June 2000.
- [161] Alonge, F.; D'Ippolito, F.; Ferrante, G. and Raimondi, F. M.: "Parameter identification of induction motor model using genetic algorithms", *IEE Proc. Control Theory Appl.*, vol. 145, n° 6, pp. 587-593, November 1998.
- [162] Bellini, A.; Franceschini, G. and Tassoni, C.: "A self-comissioning scheme for field oriented induction motor drives", 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Switzerland, pp. P.1-P.10, September 7-9, 1999.
- [163] Ansuji, S.; Shokooch, F. and Schinzinger, R.: "Parameter estimation for induction machines based on sensitivity analysis", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 25, n° 6, pp. 1035-1040, November/December 1989.
- [164] Hickiewicz, J.; Macek-Haminska, K. and Wach, P.: "Algorithmic methods of induction machines parameters estimation from measured slip-curves", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 72, pp. 239-249, 1989.
- [165] Galan, N.; Ciumbulea, G. and Deleanu, S.: "Ratings and parameters of induction motor equivalent schemes", International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey, vol. 1, pp. 239-242, September 2-4, 1998.
- [166] Andonov, Z. and Mircevski, S.: "Estimation of large induction motor drives's parameter with catalogue data", International Conference on Electrical Machines, Istanbul, Turkey, vol. 3, pp. 1961-1965, September 2-4, 1998.
- [167] Nagrath, I. J. and Kothari, D. P.: *Electric Machines*, 1st edition, McGraw-Hill, New Delhi, 1985.
- [168] Chalmers, B. J. and Dodgson, R.: "Saturated leakage reactances of cage induction motors", *Proc. IEE*, vol. 116, n° 8, pp. 1395-1404, August 1969.
- [169] Arkan, M.; Kostic-Perovic, D. and Unsworth, P. J.: "Closed rotor slot effect on negative sequence impedance", CD-Rom Conf. Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Chicago, IL, USA, pp. 1-3, September 30 - October 4, 2001.
- [170] Cruz, S. M. A. and Cardoso, A. J. M.: "Diagnosis of stator, rotor and airgap eccentricity in three-phase induction motors based on the Multiple Reference Frames Theory", IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Salt Lake City, UT, USA, pp. 12-16, October 12-16, 2003.
- [171] Cruz, S. M. A. and Cardoso, A. J. M.: "New developments in the diagnosis of faults in line connected and direct torque controlled induction motors", 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Roanoke, VA, USA, pp. 1361-1368, November 2-6, 2003.

- [172] Arkan, M.; Kostic-Perovic, D. and Unsworth, P. J.: "Modelling and simulation of induction motors for stator fault diagnosis", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, Grado, Italy, pp. 373-378, September 1-3, 2001.
- [173] Tallam, R. M.; Habetler, T. G. and Harley, R. G.: "Transient model for induction machines with stator winding turn faults", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 38, n° 3, pp. 632-637, May/June 2002.
- [174] Paoletti, G. J. and Golubev, A.: "Partial discharge theory and technologies related to medium-voltage electrical equipment", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 7, n° 1, pp. 90-103, January/February 2001.
- [175] Derrhi, M.; Delmotte-Delforge, C. and Brochet, P.: "Coupling a static converter with an asynchronous cage motor in permeance network models for electrical fault diagnosis", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, Gijón, Spain, pp. 453-457, September 1-3, 1999.
- [176] Belmans, B.; Vandenput, A. and Geysen, W.: "Calculation of the flux density and the unbalanced pull in two pole induction machines", *Archiv fur Elektrotechnik*, vol. 70, pp. 151-161, 1987.
- [177] Pina, H.: *Métodos numéricos*, McGraw-Hill, Lisboa, 1995.
- [178] Williamson, S. and Smith, A. C.: "A unified approach to the analysis of single-phase induction motors", *IEEE Trans. Industry Applicat.*, vol. 35, n° 4, pp. 837-843, July/August 1999.
- [179] Vas, P.; Brown, J. E. and Shirley, A.: "The application of N-phase generalized rotating field theory to induction machines with arbitrary stator connections", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, n° 6, pp. 1270-1276, June 1984.
- [180] Saad, M. S.; Mahfouz, A. A.; Abdel-Magied, M. F. and Bahgat, A.: "Fault diagnosis of induction motors using frequency analysis technique (experimental verification)", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, Grado, Italy, pp. 225-229, September 1-3, 2001.

Apêndice A

Inclusão do Efeito Pelicular no Modelo Matemático

O efeito pelicular nas barras da gaiola rotórica do motor afecta, primordialmente, os valores da resistência eléctrica e da indutância de fugas das barras, pelo que a inclusão deste fenómeno no modelo matemático desenvolvido deve ser precedida por um estudo detalhado da indutância de fugas de ranhura associada a cada barra rotórica.

Por forma a generalizar os conceitos aqui desenvolvidos, é conveniente começar por considerar, a título ilustrativo, um condutor(es) (ou barra) alojado numa ranhura com uma dada geometria (Fig. 44).

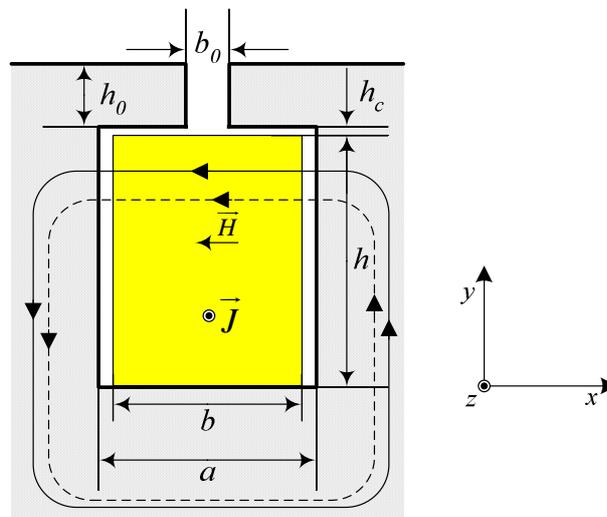


Fig. 44 – Condutor alojado numa ranhura.

É habitual considerarem-se os seguintes pressupostos, de modo a simplificar o tratamento matemático do cálculo da indutância de fugas de ranhura [132]:

- a densidade de corrente J no interior do(s) condutor(es) é considerada uniforme segundo o eixo z ;

- ii) as linhas do campo magnético, no ar e no interior do(s) condutor(es), estão dirigidas segundo a direcção do eixo x ;
- iii) a permeabilidade magnética do ferro é considerada infinita. Como consequência, a intensidade do campo magnético no ferro é nula.

Com base nas equações de Maxwell e no teorema de Stokes, pode escrever-se

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{A.1})$$

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{s} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{A}, \quad (\text{A.2})$$

onde $d\vec{s}$ representa um deslocamento infinitesimal ao longo de uma linha de fluxo e $d\vec{A}$ representa um elemento de área infinitesimal com uma direcção perpendicular à superfície S considerada.

A relação (A.2) pode agora ser particularizada para a situação ilustrada na Fig. 44, obtendo-se

$$H(y)a = \int_0^y Jb dy. \quad (\text{A.3})$$

A intensidade do campo magnético nas zonas do interior da ranhura em que $0 \leq y \leq b$ é dada por⁸⁹

$$H(y) = \frac{Jby}{a}. \quad (\text{A.4})$$

Por outro lado, para $b < y \leq b + b_c$ obtém-se

$$H(y) = \frac{Jbb}{a} = c.^{te}, \quad (\text{A.5})$$

e finalmente, para $b + b_c < y \leq b + b_c + b_0$, virá

$$H(y) = \frac{Jbb}{b_0} = c.^{te}. \quad (\text{A.6})$$

Pode agora determinar-se o fluxo encadeado ψ associado a um elemento infinitesimal dy ,

⁸⁹ Considerando $\vec{J} = c.^{te}$.

situado a uma altura y medida a partir da base do(s) condutor(es), através da expressão ⁹⁰

$$d\psi = N(y)d\phi = N(y)B(y)l dy = N(y)H(y)\mu_0 l dy. \quad (\text{A.7})$$

Em (A.7), $N(y)$ representa o número total de condutores alojados na ranhura, em função da altura y :⁹¹

$$N(y) = \begin{cases} N \frac{y}{b} & \Leftarrow 0 \leq y < b \\ N & \Leftarrow y \geq b. \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

O fluxo encadeado total será então dado por

$$\psi = \int_0^b N(y)H(y)\mu_0 l dy + \int_b^{b+b_c} N(y)H(y)\mu_0 l dy + \int_{b+b_c}^{b+b_c+b_0} N(y)H(y)\mu_0 l dy. \quad (\text{A.9})$$

Simplificando, obtém-se sucessivamente

$$\psi = \mu_0 l N J b \left(\int_0^b \frac{1}{ba} y^2 dy + \int_b^{b+b_c} \frac{b}{a} dy + \int_{b+b_c}^{b+b_c+b_0} \frac{b}{b_0} dy \right) \quad (\text{A.10})$$

$$\psi = \mu_0 l N J b b \left(\frac{b}{3a} + \frac{b_c}{a} + \frac{b_0}{b_0} \right). \quad (\text{A.11})$$

Por outro lado sabe-se que $J b b = Ni$, em que i representa a corrente eléctrica que percorre cada condutor/barra. Assim, poder-se-á escrever ainda

$$\psi = \mu_0 L N^2 i \left(\frac{b}{3a} + \frac{b_c}{a} + \frac{b_0}{b_0} \right). \quad (\text{A.12})$$

Impõe-se, neste ponto, comentar o aspecto da relação (A.12). Por um lado, verifica-se que o fluxo de fugas é proporcional ao quadrado do número de condutores alojados na ranhura. Este é um aspecto bastante importante e que será retomado por ocasião da introdução dos curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estáticos do motor. Por outro lado, verifica-se que o fluxo de fugas é também proporcional ao quociente entre a altura e a largura das zonas da ranhura situadas acima da barra, e proporcional a um terço deste quociente nas zonas onde a densidade de corrente não é nula (interior dos condutores/ barra). Embora estes

⁹⁰ Assume-se que o comprimento axial do(s) condutor(es)/barra (segundo o eixo z) é igual ao comprimento axial activo do motor.

⁹¹ No caso de uma barra rotórica, é óbvio que $N = 1$. No entanto, a fim de generalizar o problema, optou-se por manter N nas expressões designatórias.

resultados tenham sido obtidos para uma geometria rectangular dos condutores, podem ser deduzidas com alguma facilidade expressões matemáticas para outras geometrias que não a rectangular. Os termos $b/3a$, b_c/a e b_0/b_0 são apelidados habitualmente de coeficientes de permeância.

Por definição, a indutância de fugas dos condutores/barra alojados na ranhura é dada por

$$L_b = \frac{\psi}{i}, \quad (\text{A.13})$$

em que o fluxo ψ é igual àquele calculado em (A.12).

Assim, a expressão final da indutância de fugas será dada por

$$L_b = \mu_0 l N^2 \left(\frac{b}{3a} + \frac{b_c}{a} + \frac{b_0}{b_0} \right). \quad (\text{A.14})$$

Esta expressão mostra que a indutância de fugas é, também ela, directamente proporcional aos coeficientes de permeância.

Considere-se, a partir deste ponto, o caso particular de uma barra rotórica, isto é, $N = 1$.

Até agora a densidade de corrente no interior da barra foi considerada uniforme (constante). Ao entrar-se em linha de conta com o efeito pelicular, sabe-se que a densidade de corrente na parte superior da barra é superior à densidade de corrente na parte inferior. Assim, de acordo com a abordagem aqui proposta para modelar o efeito pelicular, cada barra da gaiola rotórica deve ser dividida em duas barras ou secções, uma superior e outra inferior, tal como se tratasse de um rotor de gaiola dupla. Para que o modelo matemático seja uma réplica fidedigna dos fenómenos físicos que ocorrem no interior de uma barra real, a altura da secção superior da barra deverá ser menor do que a altura da secção inferior, mas é deixada ao critério do utilizador do modelo a escolha da relação entre elas. Nestas circunstâncias, o circuito a modelar agora é o da Fig. 45.

Seguindo uma metodologia semelhante àquela anteriormente adoptada, não é difícil demonstrar que as indutâncias de fugas das secções superior (secção 1) e inferior (secção 2) serão dadas pelas expressões

$$L_{b1} = \mu_0 l \left(\frac{b_1}{3a} + \frac{b_c}{a} + \frac{b_0}{b_0} \right) \quad (\text{A.15})$$

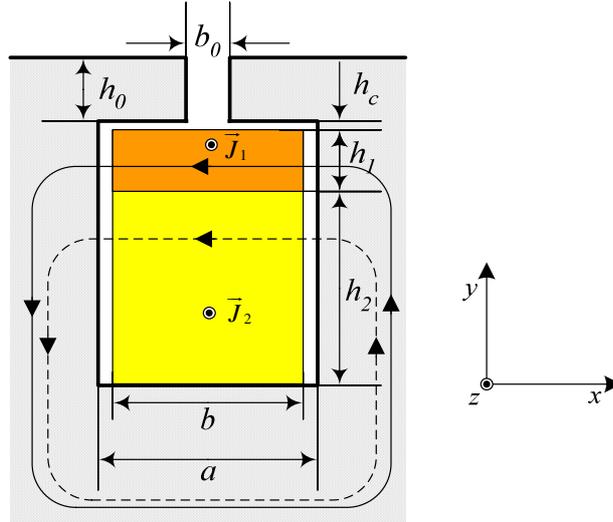


Fig. 45 – Divisão da barra em duas secções de modo a incluir o efeito pelicular.

$$L_{b_2} = \mu_0 l \left(\frac{h_2}{3a} + \frac{b_1}{a} + \frac{b_c}{a} + \frac{b_0}{b_0} \right). \quad (\text{A.16})$$

De acordo com a mesma metodologia, facilmente se calcula a indutância mútua de fugas entre as duas secções, obtendo-se a expressão

$$L_{b_{12}} = \mu_0 l \left(\frac{b_1}{2a} + \frac{b_c}{a} + \frac{b_0}{b_0} \right)^{92}. \quad (\text{A.17})$$

Observando atentamente (A.15), (A.16) e (A.17), é possível concluir que existem alguns termos comuns a todas estas expressões. Os termos das indutâncias de fugas associados ao fluxo que circula nas zonas da ranhura situadas acima das duas secções da barra, fazem parte das três expressões anteriormente referidas. É então possível rescrever (A.15) e (A.16) na forma:

$$L_{b_1} = \mu_0 l \left(\frac{b_1}{3a} + \frac{b_c}{a} + \frac{b_0}{b_0} \right) = \mu_0 l \frac{b_1}{3a} + L_c = L_{pb_1} + L_c \quad (\text{A.18})$$

$$L_{b_2} = \mu_0 l \left(\frac{h_2}{3a} + \frac{b_1}{a} + \frac{b_c}{a} + \frac{b_0}{b_0} \right) = \mu_0 l \frac{h_2}{3a} + 3L_{pb_1} + L_c = L_{pb_2} + 3L_{pb_1} + L_c. \quad (\text{A.19})$$

⁹² Neste caso, atente-se no factor 2 no denominador do primeiro coeficiente de permeância.

Podem ainda estabelecer-se as relações

$$L_{b12} = \frac{3}{2}L_{pb1} + L_c \quad (\text{A.20})$$

$$L_{b1} = L_{b12} - \frac{L_{pb1}}{2}. \quad (\text{A.21})$$

Considerando que a secção superior da barra tem uma resistência eléctrica R_{b1} e a inferior uma resistência eléctrica R_{b2} , é possível estabelecer o esquema equivalente da Fig. 46 e verificar que ele se apoia nas equações (A.18), (A.19) e (A.20).

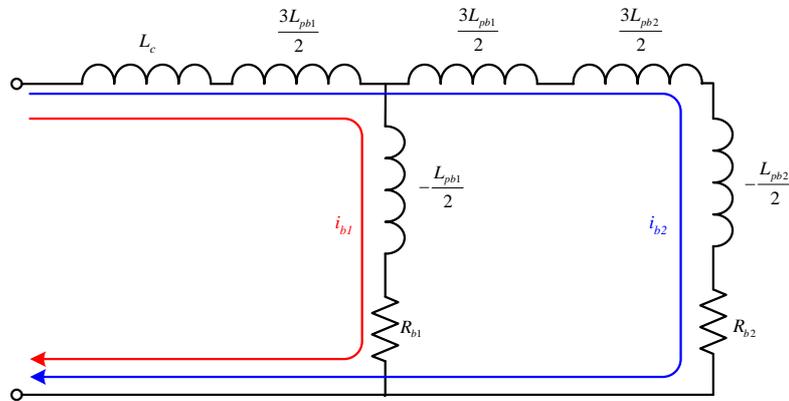


Fig. 46 – Esquema equivalente de uma barra rotórica tendo em conta o efeito pelicular tal como proposto neste trabalho.

No esquema equivalente da figura anterior, estão representadas duas correntes de malha. Aquela assinalada a traço vermelho representa a corrente eléctrica que percorre a secção superior da barra (conferir com Fig. 45) enquanto que a corrente de malha assinalada a traço azul denota a corrente que percorre a secção inferior. De salientar ainda a presença de indutâncias de valor negativo em cada um dos ramos verticais do circuito equivalente, necessárias para que a indutância total de cada uma das secções da barra, tal como vista pelas correntes de malha, corresponda ao valor real. Um outro aspecto merecedor de nota é o facto da indutância L_c , presente no esquema acima apresentado, estar associada, neste caso em particular, ao fluxo de fugas que atravessa a zona da ranhura situada acima das duas secções da barra⁹³. O significado físico desta indutância pode ser generalizado e, de um modo geral, corresponde à parcela da indutância de fugas, da *barra real*, não dependente da frequência, isto é, não afectada pelo efeito pelicular. Como também é habitual desprezar-se o efeito pelicular

⁹³ Para algumas configurações da barra/ranhura, esta indutância poderá ser nula.

nos segmentos de anel da gaiola rotórica do motor, sob o ponto de vista do modelo, a indutância L_c está em igualdade de circunstâncias com a indutância de fugas dos segmentos de anel da gaiola.

Torna-se agora necessário incluir o esquema equivalente da Fig. 46 no modelo global da gaiola rotórica do motor. Com este intuito, obtém-se o esquema da Fig. 47.

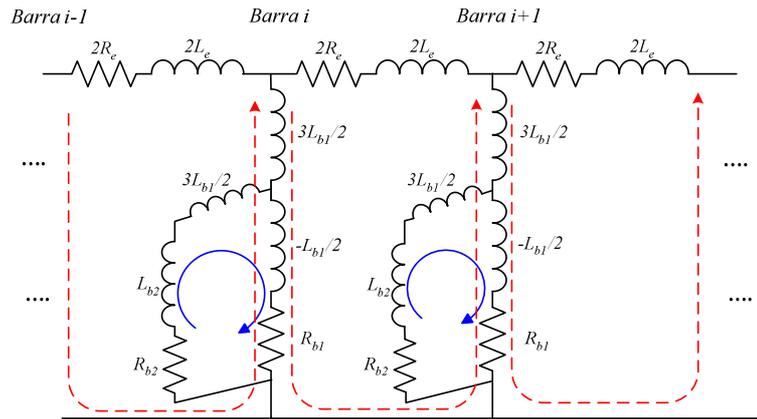


Fig. 47 – Inclusão do efeito pelicular das barras no modelo global da gaiola rotórica do motor.

Convém agora tecer alguns comentários finais relativamente ao circuito acima apresentado. Em primeiro lugar, e por conveniência de modelação, as correntes de malha usadas são diferentes daquelas apresentadas na Fig. 46. Assim, de acordo com o esquema da Fig. 47, as correntes de malha assinaladas a azul correspondem à corrente que percorre a secção inferior da barra a modelar, enquanto que as correntes de malha assinaladas a vermelho estão directamente relacionadas com a corrente total que percorre cada barra. Outro aspecto que merece consideração é o facto dos parâmetros L_{b1} e L_{b2} corresponderem, na realidade, à parcela da indutância de fugas das barras que exhibe dependência com a frequência ou seja, correspondem aos termos L_{pb1} e L_{pb2} da Fig. 46. Relativamente à indutância L_c (que, tal como foi referido anteriormente, é independente da frequência e, por conseguinte, tem um comportamento idêntico à indutância de fugas dos segmentos de anel da gaiola), é possível demonstrar que do ponto de vista do modelo matemático, e na ausência de qualquer avaria/assimetria no motor, ela poderá ser deslocada para a zona dos segmentos de anel, desde que afectada por um factor multiplicativo k_c . Assim, de acordo com o esquema da Fig. 47, a indutância $2L_c$ que aí figura será igual a

$$2L_c = 2L_{c1} + k_c L_c \quad (\text{A.22})$$

$$k_c = 4 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{n} \right)^{94} \quad (\text{A.23})$$

onde L_{e1} representa a indutância de fugas de um segmento de anel da gaiola rotórica.

Por outro lado, como se pretende que este modelo matemático também possa ser usado quando não se conhece a geometria das barras rotóricas, não fará muito sentido estar a incluir no modelo do efeito pelicular a indutância L_c , pois através de um processo de identificação de parâmetros não seria possível, pelo menos de forma relativamente simples, distinguir a indutância de fugas do anel da indutância L_c . Por conseguinte, compete ao utilizador introduzir o valor do parâmetro L_c no modelo.

O esquema da Fig. 47 é desta forma o circuito final que foi usado na modelação do efeito pelicular nas barras da gaiola rotórica do motor. O utilizador, ao actuar na divisão da barra real (parâmetros b_1 e b_2 da Fig. 45), pode acentuar ou atenuar o efeito pelicular que pretende simular. Para o caso de uma barra com uma geometria rectangular, facilmente se demonstra que se o utilizador especificar um valor dc da indutância de fugas da barra igual a L_b , uma resistência eléctrica dc de R_b , e um factor x ($x \neq 0$), de tal modo que

$$b_2 = x b_1, \quad (\text{A.24})$$

então ter-se-á

$$R_{b1} = (1+x) R_b \quad (\text{A.25})$$

$$R_{b2} = \frac{R_{b1}}{x} \quad (\text{A.26})$$

$$L_{b1} = \frac{L_b}{1+x} \quad (\text{A.27})$$

$$L_{b2} = (x+3) L_{b1}. \quad (\text{A.28})$$

⁹⁴ Ver [130], [132].

Apêndice C | Controlo Directo do Binário (DTC) de um MIT

Nos accionamentos baseados em motores de indução, alimentados por inversores de fonte de tensão (VSI) com DTC, é possível controlar directamente o fluxo magnético estatórico e o binário electromagnético desenvolvido pelo motor através de uma selecção óptima dos estados de comutação do inversor ou, o que é equivalente, uma selecção óptima dos fasores espaciais do sistema de tensões aplicado aos enrolamentos estatóricos do motor (Fig. 48)⁹⁵. Esta selecção é feita de modo a restringir o fluxo estatórico e o binário electromagnético desenvolvido pelo motor a bandas de histerese relativamente estreitas em torno dos respectivos valores de referência. Com esta estratégia de controlo, obtém-se uma resposta rápida do motor a uma variação no valor de referência do binário, frequências de comutação médias do inversor mais baixas (quando comparadas com outras estratégias de controlo, nomeadamente com o controlo vectorial), e ainda menores perdas no motor [1].

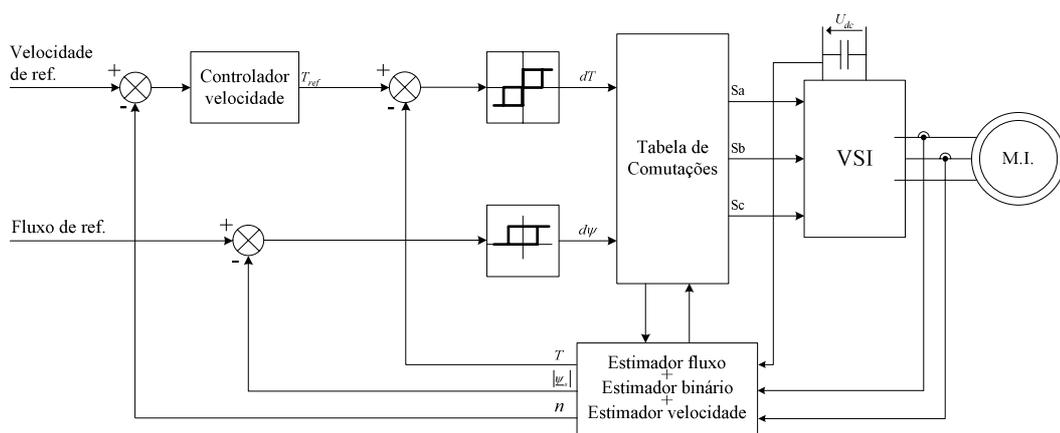


Fig. 48 – Diagrama de blocos de uma possível implementação de um accionamento com DTC.

⁹⁵ De referir a este propósito que existem outras implementações do DTC em que se controla o fluxo rotórico do motor e outras em que é controlado o fluxo magnético associado à corrente de magnetização (fluxo de magnetização). No entanto, a estratégia baseada no controlo directo do fluxo estatórico é a mais usual, tendo sido adoptada neste trabalho.

Apresenta-se de seguida uma breve exposição dos fundamentos teóricos subjacentes ao DTC.

O binário electromagnético desenvolvido por um motor de indução trifásico, simétrico e sem avarias, é proporcional ao produto vectorial entre os fasores espaciais do fluxo estatórico e da corrente eléctrica de alimentação do motor

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \underline{\psi}_s^l \times \dot{i}_s^l \quad (C.1)$$

As equações do fluxo encadeado do estator e rotor são dadas por

$$\underline{\psi}_s^l = L_s \dot{i}_s^l + L_m \dot{i}_r \quad (C.2)$$

$$\underline{\psi}_r = L_m \dot{i}_s^l + L_r \dot{i}_r \quad (C.3)$$

Resolvendo as equações anteriores em ordem aos fasores espaciais das correntes eléctricas do estator e rotor, e manipulando os resultados obtidos, obtém-se a expressão

$$\dot{i}_s^l = \frac{\underline{\psi}_s^l}{L_s} - \frac{L_m}{L_s L_r} \underline{\psi}_r \quad (C.4)$$

em que

$$L_s' = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \quad (C.5)$$

representa a indutância transitória dos enrolamentos estatóricos do motor.

Entrando com (C.4) em (C.1) obtém-se

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s' L_r} |\underline{\psi}_s^l| |\underline{\psi}_r| \sin(\mathcal{G}), \quad (C.6)$$

onde \mathcal{G} designa o ângulo formado entre os fasores espaciais do fluxo estatórico e rotórico.

A equação (C.6) coloca em evidência o facto do binário electromagnético desenvolvido pelo motor ser proporcional ao módulo dos fasores espaciais do fluxo estatórico e rotórico, e ser também proporcional ao ângulo formado entre ambos⁹⁶. Admitindo que $|\underline{\psi}_s^l|$ e $|\underline{\psi}_r|$ são mantidos constantes de alguma forma, observa-se que é possível controlar rapidamente o

⁹⁶ Representado os fasores espaciais do fluxo encadeado estatórico e rotórico, prova-se que o binário electromagnético é proporcional à área do paralelogramo delimitado por ambos.

binário electromagnético desenvolvido pelo motor actuando no valor do ângulo \mathcal{G} .

Por outro lado, sabe-se que

$$\underline{u}_s^l = R_s \underline{i}_s^l + \frac{d\underline{\psi}_s^l}{dt}. \quad (\text{C.7})$$

Desprezando a resistência dos enrolamentos estatóricos obtém-se

$$\underline{u}_s^l = \frac{d\underline{\psi}_s^l}{dt}. \quad (\text{C.8})$$

Sendo o motor alimentado por um inversor trifásico de fonte de tensão ter-se-á (ver Fig. 49):

$$\underline{u}_s^l = \underline{u}_\nu = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} \exp[j(\nu-1)\pi/3] & \Leftarrow \nu=1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \Leftarrow \nu=0, 7 \end{cases}. \quad (\text{C.9})$$

Resolvendo (C.8) em ordem ao fluxo estatórico obtém-se

$$\underline{\psi}_s^l = \int_{t_0}^{t_1} \underline{u}_s^l dt + \underline{\psi}_{s0}^l. \quad (\text{C.10})$$

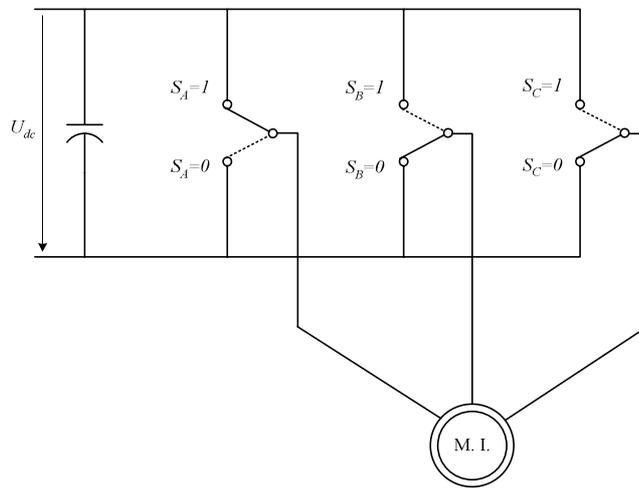
Uma possível discretização de (C.10) conduz à equação

$$\underline{\psi}_s^l[k+1] = \underline{\psi}_s^l[k] + \Delta T_d \underline{u}_s^l[k], \quad (\text{C.11})$$

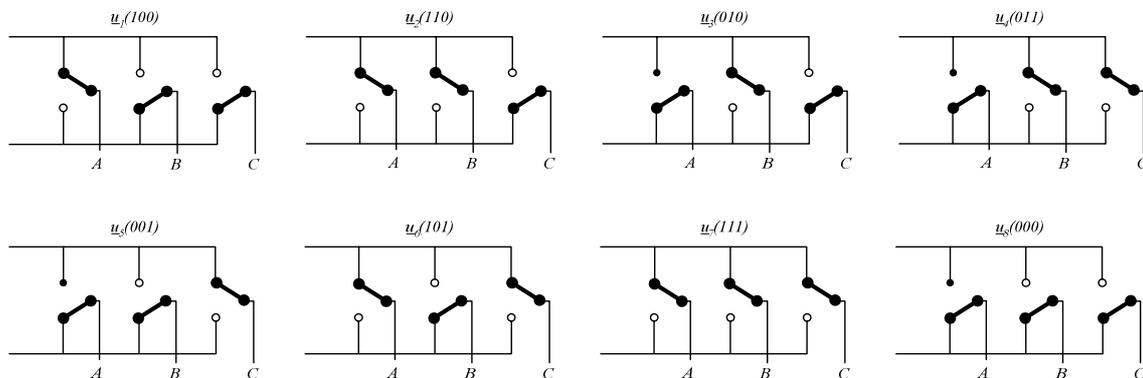
em que ΔT_d representa o período de discretização.

Observando (C.11) verifica-se que é possível actuar na trajectória de $\underline{\psi}_s^l$ no plano complexo, escolhendo adequadamente os vectores da tensão \underline{u}_s^l a aplicar aos enrolamentos do motor. Admitindo $\underline{\psi}_s^l$ inicialmente a descrever uma trajectória (quase) circular, a uma velocidade angular ω_s , é possível parar a rotação de $\underline{\psi}_s^l$ durante um período de tempo ΔT_d relativamente curto se, durante esse mesmo intervalo de tempo, for aplicado ao motor um dos dois vectores de tensão nulos (\underline{u}_0 ou \underline{u}_7). Por outro lado, a constante de tempo rotórica de um motor de indução de rotor em gaiola de esquilo é grande (tipicamente superior a 100 ms mas muito superior a este valor para motores de grande potência [1]), pelo que $\underline{\psi}_r$, também ele inicialmente a rodar a uma velocidade angular ω_s e no mesmo sentido de $\underline{\psi}_s^l$, vai manter o seu módulo e continuar a rodar à mesma velocidade. Deste modo, durante um período de amostragem, regista-se uma redução do ângulo \mathcal{G} e, conseqüentemente, uma

redução no binário electromagnético desenvolvido pelo motor. Alternativamente, em vez de escolher um dos vectores nulos de \underline{u}_s^l poder-se-ia ter escolhido um dos três vectores de \underline{u}_s^l que *avançam* o fluxo estatórico, aumentando dessa forma o ângulo \mathcal{G} e, por consequência, aumentando o binário electromagnético. Inversamente, a escolha de um dos três vector que *atrasam* o fluxo estatórico conduz a uma redução rápida de \mathcal{G} e do binário electromagnético. Conclui-se assim que escolhendo adequadamente os vectores \underline{u}_s^l , torna-se possível controlar o binário electromagnético desenvolvido pelo motor (e também o nível do fluxo estatórico). Por forma a ilustrar graficamente esta afirmação, tome-se como exemplo a Fig. 50, onde está representado o fasor espacial do fluxo estatórico em dois instantes de tempo consecutivos. A escolha do vector \underline{u}_s^l no instante k^{97} condicionará o comportamento do motor no instante $k+1$.



(a)



(b)

Fig. 49 – Inversor de fonte de tensão a alimentar um motor de indução trifásico: (a) ligações do inversor ao motor, de acordo com o estado de condução dos semicondutores comandados do inversor; (b) representação dos 8 possíveis estados de comutação do inversor.

⁹⁷ Para abreviar a linguagem, o instante de tempo correspondente à amostra k (quando $t = k\Delta T_d$), é aqui simplisiticamente apelidado de instante k .

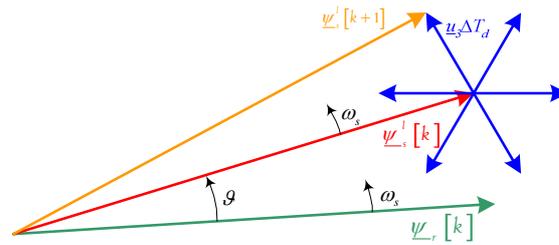


Fig. 50 – Influência da escolha de \underline{u}_s^l na trajetória do vector $\underline{\psi}_s^l$, numa implementação discreta do sistema de controlo: $\underline{u}_s^l = \underline{u}_2 \Rightarrow$ aumento significativo do fluxo estatórico e aumento do binário electromagnético; $\underline{u}_s^l = \underline{u}_3$ (representado na figura) \Rightarrow aumento significativo do binário electromagnético; $\underline{u}_s^l = \underline{u}_4 \Rightarrow$ redução significativa do fluxo estatórico; $\underline{u}_s^l = \underline{u}_5 \Rightarrow$ redução significativa do fluxo estatórico e redução do binário electromagnético; $\underline{u}_s^l = \underline{u}_6 \Rightarrow$ redução significativa do binário electromagnético; $\underline{u}_s^l = \underline{u}_1 \Rightarrow$ aumento significativo do fluxo estatórico.

Naturalmente que para satisfazer os requisitos de fluxo estatórico e de binário electromagnético (aumento ou diminuição destas grandezas), a escolha mais adequada de \underline{u}_s^l dependerá da posição angular de $\underline{\psi}_s^l$ no instante dessa mesma escolha. Com este objectivo, o plano complexo é dividido em 6 sectores, tal como representado na Fig. 51 por $\alpha(i)$, $i=1,2,\dots,6$, e a escolha mais adequada de \underline{u}_s^l é dada por uma tabela de comutações (Tabela 22). Essa tabela fornece o fasor espacial da tensão a aplicar aos enrolamentos estatóricos do motor em função do sector onde $\underline{\psi}_s^l$ está situado e em função das necessidades de aumento ou diminuição do fluxo estatórico e do binário, ditadas pelos dois controladores de histerese do sistema.

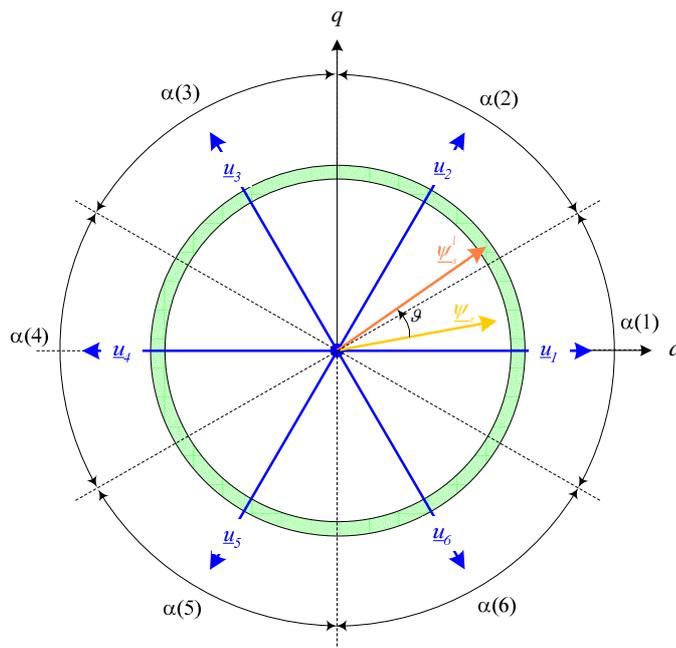


Fig. 51 – Representação dos fasores espaciais da tensão de saída do inversor ($\underline{u}_1, \underline{u}_2, \dots$ etc.) e dos fluxos estatórico e rotórico do motor, num determinado instante; banda admissível para o fluxo estatórico e sectores em que o plano complexo é dividido.

Tabela 22 – Tabela de comutações do DTC (versão base).

$d\psi$	dT	$\alpha(1)$	$\alpha(2)$	$\alpha(3)$	$\alpha(4)$	$\alpha(5)$	$\alpha(6)$
1	1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1
	0	\underline{u}_7	\underline{u}_8	\underline{u}_7	\underline{u}_8	\underline{u}_7	\underline{u}_8
	-1	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5
0	1	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2
	0	\underline{u}_8	\underline{u}_7	\underline{u}_8	\underline{u}_7	\underline{u}_8	\underline{u}_7
	-1	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4

O papel do controlador do fluxo estatórico é o de manter $\underline{\psi}_s^l$ dentro da banda de histerese assinalada a verde na Fig. 51, cujo valor médio corresponde ao fluxo de referência. De forma análoga, o controlador do binário electromagnético tem como função manter o binário desenvolvido pelo motor dentro de uma banda de histerese, cujo valor médio corresponde ao valor do binário de referência (que pode ser introduzido pelo utilizador ou ser proveniente do controlador de velocidade do accionamento, consoante se trate de um sistema sem ou com malha de realimentação da velocidade, respectivamente).

O controlador de histerese do fluxo estatórico terá apenas duas saídas possíveis (controlador de dois níveis), cujas comutações ocorrem de acordo com as seguintes condições:

$$\begin{aligned}
 d\psi = 1 & \Leftrightarrow \left| \underline{\psi}_s^l \right| < \psi_{ref} - \Delta\psi \\
 d\psi = 0 & \Leftrightarrow \left| \underline{\psi}_s^l \right| > \psi_{ref} + \Delta\psi.
 \end{aligned} \tag{C.12}$$

Nas condições não contempladas em (C.12), o controlador mantém o estado anterior.

O controlador de histerese do binário electromagnético apresenta três estados possíveis (controlador de três níveis), em que as alterações da respectiva saída ocorrem nas seguintes condições:

$$\begin{aligned}
 dT = 1 & \Leftrightarrow T_{em} < T_{ref} - \Delta T \\
 dT = 0 & \Leftrightarrow \left[(T_{ref} \leq T_{em} \leq T_{ref} + \Delta T) \wedge dT = 1 \right] \vee \left[(T_{ref} - \Delta T \leq T_{em} \leq T_{ref}) \wedge dT = -1 \right] \\
 dT = -1 & \Leftrightarrow T_{em} > T_{ref} + \Delta T.
 \end{aligned} \tag{C.13}$$

A exposição teórica anterior refere-se à versão mais básica do DTC, que foi objecto de

comercialização por parte da ABB[®] em 1997, daí resultando a sua escolha para o trabalho aqui documentado. Actualmente existem inúmeras versões melhoradas deste algoritmo que aumentam substancialmente o desempenho deste tipo de accionamentos (em especial a velocidades muito reduzidas), diminuindo o conteúdo harmónico do binário electromagnético desenvolvido pelo motor. Em algumas destas novas versões do DTC é imposta uma frequência de comutação do inversor constante (na versão base descrita anteriormente esta frequência é variável) [1], [4]. Recomenda-se a leitura de [4] para uma síntese actualizada dos desenvolvimentos mais recentes neste domínio.

Apêndice D

Características do
Accionamento e Sistema
de Instrumentação

Motor de Indução

Chapa de Características

Motor Sew-Eurodrive[®], modelo DV 160 L 4

$$P_n = 15 \text{ kW}$$

$$U_n = 400 \text{ V}$$

$$I_n = 29.5 \text{ A}$$

$$f_n = 50 \text{ Hz}$$

$$n_n = 1450 \text{ rpm}$$

$$\cos \varphi_n = 0.82$$

Classe de isolamento: *F*

Configuração dos Enrolamentos Estatóricos

Enrolamentos de camada simples, concêntricos, com dois caminhos em paralelo por fase, alojados em 36 ranhuras estatóricas.

Apresenta-se de seguida uma representação esquemática dos enrolamentos de uma das fases do estator do motor, assim como a localização das tomadas intermédias ao longo do enrolamento que possibilitam a introdução dos curtos-circuitos entre espiras.

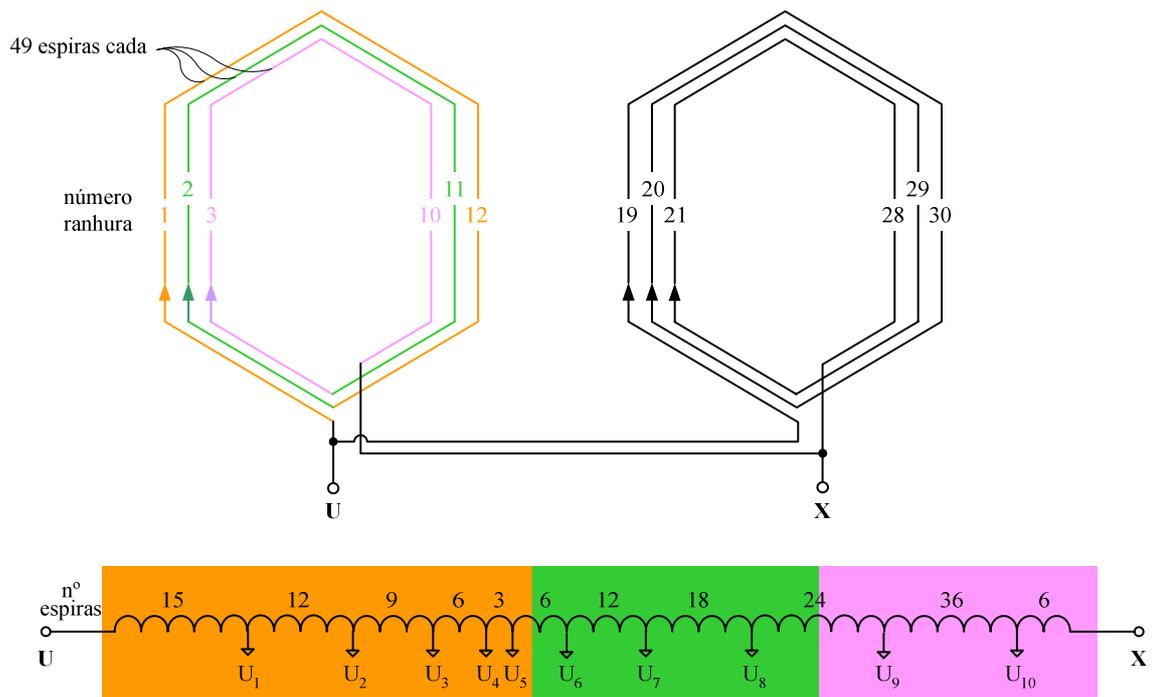


Fig. 52 – Representação esquemática do enrolamento estatórico de uma das fases do motor bem como da localização das tomadas intermédias que possibilitam a introdução dos curtos-circuitos entre espiras.

Parâmetros Usados no Modelo de Simulação Computacional

Apresentam-se de seguida os parâmetros usados no modelo matemático detalhado deste motor:

Resistência eléctrica de cada espira dos enrolamentos estatóricos: $9.932 \times 10^{-3} \Omega$

Indutância de fugas de cada espira dos enrolamentos estatóricos: $1.200 \times 10^{-6} \text{ H}$

Comprimento axial activo do motor: 0.180 m

Diâmetro interno do estator: 0.100 m

Número de ranhuras do estator: 36

Número de barras do rotor: 28

Resistência eléctrica (valor dc) de uma barra rotórica: $1.500 \times 10^{-5} \Omega$

Resistência eléctrica de um segmento de anel: $8.000 \times 10^{-6} \Omega$

Indutância de fugas (valor dc) de uma barra rotórica: $6.000 \times 10^{-7} \text{ H}$

Comprimento do entreferro: 0.00045 m

Inércia combinada do rotor + carga mecânica: 0.20 Kgm²

Inclinação das barras rotóricas: correspondente ao passo de uma ranhura do rotor.

Parâmetros Usados no Sistema de Controlo do Accionamento

Fluxo estático de referência: 1 Wb

Largura da banda de histerese do fluxo: 2 % do valor do fluxo de referência

Largura da banda de histerese do binário: 4 % do valor do binário de referência

Controlador PI (malha de realimentação da velocidade):

Ganho proporcional: $K_p = 50$

Tempo integral: $T_i = 0.05$ s

Sistema de Instrumentação de Diagnóstico

✧ PC PII 400 MHz com placa de aquisição de dados com as seguintes características:

National Instruments®, modelo PCI-6110E

4 entradas analógicas diferenciais, com amostragem simultânea

Resolução: 12 bits

Frequência de amostragem máxima: 5 MS/s

Gama de tensões de entrada: ± 5 V

Precisão absoluta: 0.059 % valor lido

Software de apoio: NI Labview 6i®

✧ 2 Pontas de prova de tensão, diferenciais:

Tektronix® P5200

Escalas: 1:50 V e 1:500 V

Largura de banda: DC até 25 MHz

Tensão máxima: 1300 V (DC+pico AC)

Precisão: ± 3 %

✧ 4 Pontas de prova de corrente:

LEM-flex® RR3030

Escalas: 1:30, 1:300, 1:3000

Largura de banda: 10 Hz – 20 kHz

Precisão: 1 %

Erro de fase: $< 1^\circ$

Características do Conversor de Frequência com DTC

ABB® ACS 601-0016-3

Potências nominais: 11 kW; 16 kVA

Tensão nominal de entrada (U_n): 380...415 V

Frequência de alimentação: 48...63 Hz

Tensão de saída: 0... U_n V

Frequência de saída: 0...300 Hz

Corrente nominal de saída: 24 A

Apêndice E

Modelo Simplificado do Motor

O modelo simplificado, desenvolvido neste Apêndice, embora com algumas semelhanças relativamente àqueles apresentados em [172] e [173], difere deles nos pressupostos iniciais, particularmente no que se refere à distribuição da reactância de fugas pelos dois subenrolamentos originados pelo aparecimento da avaria. Para além deste facto, o sistema de equações, em eixos $d-q-0$, é apresentado num referencial arbitrário⁹⁸.

No modelo a seguir apresentado, que tem por base a disposição dos enrolamentos que consta da Fig. 53, todos os parâmetros e grandezas do motor estão referidos aos circuitos estatóricos.

Sistema de Equações em Coordenadas de Fase

As equações de tensão de todos os enrolamentos do motor são dadas por

$$[u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt} \quad (\text{E.1})$$

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt}, \quad (\text{E.2})$$

e os fluxos encadeados iguais a

$$[\psi_s] = [L_{ss}][i_s] + [L_{sr}][i_r] \quad (\text{E.3})$$

$$[\psi_r] = [L_{sr}]^T [i_s] + [L_{rr}][i_r], \quad (\text{E.4})$$

⁹⁸ Condição necessária à análise que será efectuada com base neste modelo.

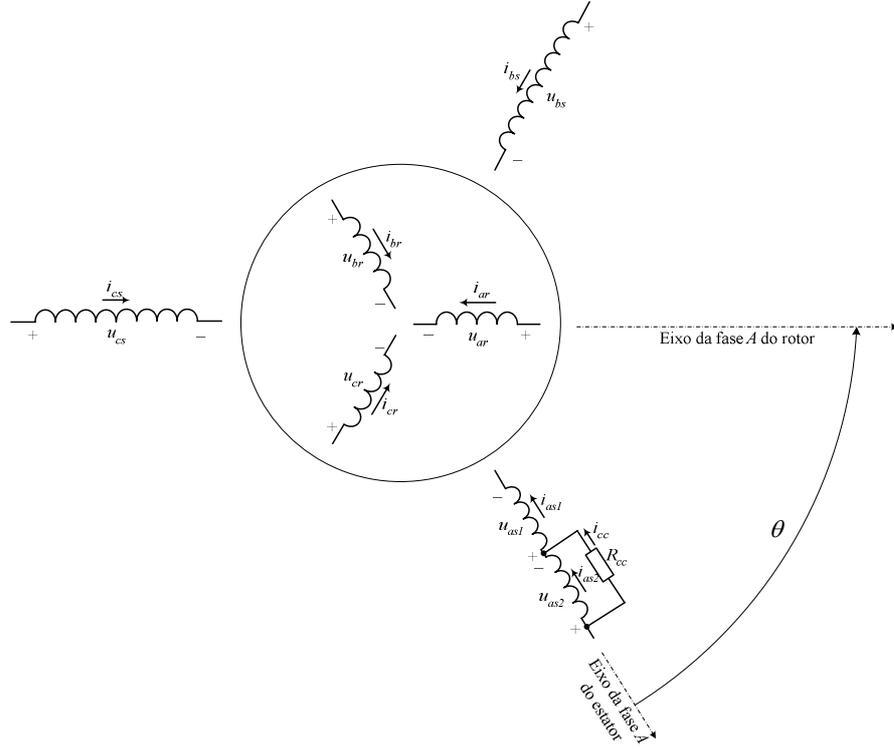


Fig. 53 – Representação esquemática dos enrolamentos de um motor de indução trifásico com um curto-circuito num dos enrolamentos estatóricos, de acordo com o modelo simplificado.

onde

$$[u_s] = \begin{bmatrix} u_{as1} \\ u_{as2} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as1} \equiv i_{as} \\ i_{as1} - i_{cc} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_{as1} \\ \psi_{as2} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\psi_r] = \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} \quad (E.5)$$

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1-k & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (E.6)$$

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} (1-k)^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & k^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} (1-k)^2 & k(1-k) & -\frac{(1-k)}{2} & -\frac{(1-k)}{2} \\ k(1-k) & k^2 & -\frac{k}{2} & -\frac{k}{2} \\ -\frac{(1-k)}{2} & -\frac{k}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{(1-k)}{2} & -\frac{k}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (E.7)$$

$$[L_{sr}] = L_{ms} \begin{bmatrix} (1-k)\cos(\theta) & (1-k)\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & (1-k)\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ k\cos(\theta) & k\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & k\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{E.8})$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T \quad (\text{E.9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{lr} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{lr} + L_{ms} \end{bmatrix}. \quad (\text{E.10})$$

O parâmetro k representa o quociente entre o número de espiras em curto-circuito e o número total de espiras em série, por fase, dos enrolamentos estatóricos do motor.

Adicionando as duas primeiras linhas de (E.1) e (E.3), e rearranjando os termos resultantes, obtêm-se as equações

$$[u_s^*] = [R_s^*][i_s^*] + \frac{d[\psi_s^*]}{dt} + R_s \begin{bmatrix} -k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{cc} \quad (\text{E.11})$$

$$[\psi_s^*] = \left(L_{ls} [I] + L_{ls} \begin{bmatrix} 2k^2 - 2k & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right) [i_s^*] + \begin{bmatrix} -k^2 L_{ls} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{cc} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ -0.5 & 1 & -0.5 \\ -0.5 & -0.5 & 1 \end{bmatrix} [i_s^*]$$

$$+ kL_{ms} \begin{bmatrix} -1 \\ 0.5 \\ 0.5 \end{bmatrix} i_{cc} + L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} [i_r].$$

$$(\text{E.12})$$

Esta última equação pode ainda tomar o aspecto mais simples

$$[\psi_s^*] = [L_{ss}^*][i_s^*] + [L_{sr}^*][i_r] + \frac{k}{2} \begin{bmatrix} -2(kL_{ls} + L_{ms}) \\ L_{ms} \\ L_{ms} \end{bmatrix} i_{cc} + L_{ls} \begin{bmatrix} 2k^2 - 2k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{as}, \quad (\text{E.13})$$

em que $[R_s^*] = R_s [I]_{3 \times 3}$, e

$$[u_s^*] = \begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix}; \quad [i_s^*] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\psi_s^*] = \begin{bmatrix} \psi_{as1} + \psi_{as2} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{E.14})$$

$$[L_{ss}^*] = L_{ls} [I] + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ -0.5 & 1 & -0.5 \\ -0.5 & -0.5 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{E.15})$$

$$[L_{sr}^*] = L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ -0.5 & 1 & -0.5 \\ -0.5 & -0.5 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{E.16})$$

É pertinente observar que as quantidades assinaladas com o expoente “*” em (E.14), (E.15) e (E.16), são medidas/calculadas como se tratasse de um motor sem avarias.

Relativamente aos enrolamentos do rotor, pode-se escrever a equação

$$[\psi_r] = [L_{sr}^*]^T [i_s^*] + [L_{rr}][i_r] - kL_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} i_{cc}. \quad (\text{E.17})$$

Relativamente à malha que contém a resistência de curto-circuito, obtêm-se as equações

$$u_{as2} = R_{cc} i_{cc} = kR_s (i_{as} - i_{cc}) + \frac{d\psi_{as2}}{dt} \quad (\text{E.18})$$

$$[\psi_{as2}] = -k \begin{bmatrix} -(kL_{ls} + L_{ms}) \\ L_{ms}/2 \\ L_{ms}/2 \end{bmatrix}^T [i_s^*] - k^2 (L_{ls} + L_{ms}) i_{cc} + kL_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T [i_r]. \quad (E.19)$$

Por outro lado, a expressão geral do binário electromagnético desenvolvido por um motor com um número arbitrário de enrolamentos no estator e no rotor é dada por

$$T_{em} = p [i_s]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta} [i_r]. \quad (E.20)$$

No caso particular em estudo, a expressão anterior assume a forma

$$T_{em} = p [i_{as} \quad i_{as} - i_{cc} \quad i_{bs} \quad i_{cs}] \frac{d[L_{sr}]}{d\theta} [i_r], \quad (E.21)$$

que é equivalente a

$$T_{em} = p [i_s^*]^T \frac{d[L_{sr}^*]}{d\theta} [i_r] + pkL_{ms} i_{cc} [\sin(\theta) \quad \sin(\theta + 2\pi/3) \quad \sin(\theta - 2\pi/3)] [i_r]. \quad (E.22)$$

Da análise desta última equação, pode constatar-se o facto do binário electromagnético ser igual à soma de um primeiro termo, em tudo idêntico à expressão do binário electromagnético desenvolvido por um motor sem qualquer avaria, com um outro termo introduzido pela avaria.

Sistema de Equações em Eixos $d-q-0$

Até ao momento, todas as equações apresentadas foram estabelecidas em coordenadas de fase. É necessário transformar agora estas equações para um sistema de eixos $d-q-0$ a rodar a uma velocidade angular eléctrica arbitrária ω_a (Fig. 54).

Assim, pode definir-se a matriz de transformação das grandezas do estator como

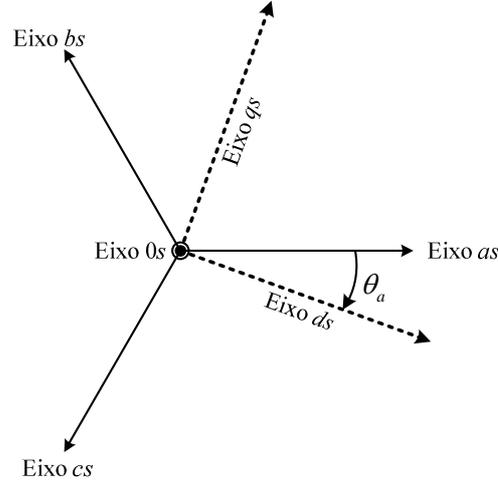


Fig. 54 – Posição dos eixos $d-q-0$ relativamente aos três eixos magnéticos dos enrolamentos estáticos do motor.

$$[C_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - 2\pi/3) & \cos(\theta_a + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (\text{E.23})$$

e a matriz de transformação das grandezas do rotor como

$$[C_r] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a - \theta) & \cos(\theta_a - 2\pi/3 - \theta) & \cos(\theta_a + 2\pi/3 - \theta) \\ -\sin(\theta_a - \theta) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3 - \theta) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3 - \theta) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}. \quad (\text{E.24})$$

Todas as equações de tensão e de fluxo podem agora ser transformadas para eixos $d-q-0$. Para o caso das tensões dos enrolamentos estáticos, obtém-se a igualdade

$$\begin{aligned} [u_s^*]_{dq0} &= [C_s][u_s^*] = [C_s][R_s^*][C_s]^{-1}[i_s^*]_{dq0} + [C_s]\frac{d}{dt}\left([L_{ss}^*][C_s]^{-1}[i_s^*]_{dq0} + [L_{sr}^*][C_r]^{-1}[i_r]_{dq0}\right) \\ &+ k[C_s]\frac{d}{dt}\left(\begin{bmatrix} -kL_{ls} - L_{ms} \\ L_{ms}/2 \\ L_{ms}/2 \end{bmatrix} i_{cc}\right) + [C_s]\frac{d}{dt}\left(L_{ls}\begin{bmatrix} 2k^2 - 2k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{as}\right) - kR_s[C_s]\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{cc}. \end{aligned} \quad (\text{E.25})$$

Nesta equação, atendendo à diferença de ordem de grandeza das correntes i_{as} e i_{cc} , e das indutâncias L_{ls} e L_{ms} , o penúltimo termo é desprezável face ao antepenúltimo. Após algumas

simplificações, obtém-se a equação

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_s^* \\ \vdots \\ u_s^* \end{bmatrix}_{dq0} &= \begin{bmatrix} R_s^* \\ \vdots \\ R_s^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^* \\ \vdots \\ i_s^* \end{bmatrix}_{dq0} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^* \\ \vdots \\ i_s^* \end{bmatrix}_{dq0} + \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_r \\ \vdots \\ i_r \end{bmatrix}_{dq0} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 \\ L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^* \\ \vdots \\ i_s^* \end{bmatrix}_{dq0} \\
 &+ \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -L_m & 0 \\ L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ \vdots \\ i_r \end{bmatrix}_{dq0} + \frac{k}{3} \begin{bmatrix} (-2kL_{ls} - 3L_{ms}) \cos \theta_a \\ (2kL_{ls} + 3L_{ms}) \sin \theta_a \\ -kL_{ls} \end{bmatrix} \frac{di_{cc}}{dt} - \frac{k}{3} R_s \begin{bmatrix} 2 \cos \theta_a \\ -2 \sin \theta_a \\ 1 \end{bmatrix} i_{cc},
 \end{aligned} \tag{E.26}$$

em que $L_m = \frac{3}{2}L_{ms}$ é apelidada de indutância cíclica.

A equação (E.26) é idêntica àquela característica de um motor sem avarias, com a excepção dos dois termos adicionais directamente dependentes da corrente de curto-circuito i_{cc} , cujo aparecimento se deve à presença do curto-circuito.

Relativamente à equação do fluxo encadeado estatórico, obtém-se, em eixos d - q -0, a igualdade

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \psi_s^* \\ \vdots \\ \psi_s^* \end{bmatrix}_{dq0} &= [C_s] \begin{bmatrix} \psi_s^* \\ \vdots \\ \psi_s^* \end{bmatrix} = [C_s] \begin{bmatrix} L_{ss}^* \\ \vdots \\ L_{ss}^* \end{bmatrix} [C_s]^{-1} \begin{bmatrix} i_s^* \\ \vdots \\ i_s^* \end{bmatrix}_{dq0} + [C_s] \begin{bmatrix} L_{sr}^* \\ \vdots \\ L_{sr}^* \end{bmatrix} [C_r]^{-1} \begin{bmatrix} i_r \\ \vdots \\ i_r \end{bmatrix}_{dq0} \\
 &+ \frac{k}{2} [C_s] \begin{bmatrix} -2(kL_{ls} + L_{ms}) \\ L_{ms} \\ L_{ms} \end{bmatrix} i_{cc} + 2L_{ls} [C_s] \begin{bmatrix} k^2 - k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_{as}.
 \end{aligned} \tag{E.27}$$

Esta equação é ainda equivalente a

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \psi_s^* \\ \vdots \\ \psi_s^* \end{bmatrix}_{dq0} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^* \\ \vdots \\ i_s^* \end{bmatrix}_{dq0} + \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \\ \vdots \\ i_r \end{bmatrix}_{dq0} \\
 &+ \frac{k}{3} \begin{bmatrix} (-2kL_{ls} - 3L_{ms}) \cos \theta_a \\ (2kL_{ls} + 3L_{ms}) \sin \theta_a \\ -kL_{ls} \end{bmatrix} i_{cc} + \frac{L_{ls}}{3} \begin{bmatrix} 4(k-1)k \cos \theta_a \\ 4(k-1)k \sin \theta_a \\ 2(k-1)k \end{bmatrix} i_{as}.
 \end{aligned} \tag{E.28}$$

Considerando a ordem de grandeza habitual de L_{ls} e L_{ms} , e atendendo a que, para pequenas extensões da avaria, $k \ll 1$ e $i_{cc} \gg i_{as}$, o último termo de (E.28) pode ser desprezado

face ao penúltimo, resultando na expressão

$$[\psi_s^*]_{dq0} \approx \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} [i_s^*]_{dq0} + \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_r]_{dq0} + \frac{k}{3} \begin{bmatrix} (-2kL_s - 3L_{ms}) \cos \theta_a \\ (2kL_s + 3L_{ms}) \sin \theta_a \\ -kL_s \end{bmatrix} i_{cc}. \quad (\text{E.29})$$

Relativamente aos enrolamentos rotóricos, obtém-se a equação

$$[0]_{3 \times 1} = [C_r][R_r][C_r]^{-1} [i_r]_{dq0} + [C_r] \frac{d}{dt} \left([L_{sr}^*][C_s]^{-1} [i_s^*]_{dq0} + [L_{rr}][C_r]^{-1} [i_r]_{dq0} \right) - [C_r] \frac{d}{dt} \left(kL_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} i_{cc} \right). \quad (\text{E.30})$$

Após algumas simplificações matemáticas, chega-se à equação

$$[0]_{3 \times 1} = [R_r][i_r]_{dq0} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [i_r]_{dq0} + \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [i_s^*]_{dq0} - (\omega_a - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & L_m & 0 \\ -L_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_s^*]_{dq0} + (\omega_a - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -L_r & 0 \\ L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_r]_{dq0} + kL_{ms} \left(\omega_r \begin{bmatrix} \sin \theta_a \\ \cos \theta_a \\ 0 \end{bmatrix} i_{cc} + \begin{bmatrix} -\cos \theta_a \\ \sin \theta_a \\ 0 \end{bmatrix} \frac{di_{cc}}{dt} \right). \quad (\text{E.31})$$

Também esta equação é semelhante àquela que rege o funcionamento do motor sem qualquer avaria, à excepção dos termos adicionais dependentes de i_{cc} e de di_{cc}/dt .

Relativamente ao fluxo encadeado rotórico, obtém-se a equação

$$[\psi_r]_{dq0} = [C_r][\psi_r] = [C_r][L_{sr}^*]^T [C_s]^{-1} [i_s^*]_{dq0} + [C_r][L_{rr}][C_r]^{-1} [i_r]_{dq0} - [C_r]kL_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} i_{cc}. \quad (\text{E.32})$$

Esta equação, após algumas simplificações, é equivalente a

$$[\psi_r]_{dq0} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} [i_r]_{dq0} + \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_s^*]_{dq0} - kL_m \begin{bmatrix} \cos \theta_a \\ -\sin \theta_a \\ 0 \end{bmatrix} i_{cc}. \quad (\text{E.33})$$

Relativamente ao subenrolamento curto-circuitado, o fluxo encadeado virá dado por

$$\psi_{as2} = -k \begin{bmatrix} -(kL_{ls} + L_{ms}) \\ L_{ms}/2 \\ L_{ms}/2 \end{bmatrix}^T [C_s]^{-1} [i_s^*]_{dq0} - k^2 (L_{ls} + L_{ms}) i_{cc} + kL_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}^T [C_r]^{-1} [i_r]_{dq0}, \quad (\text{E.34})$$

que é equivalente a

$$\psi_{as2} = k \begin{bmatrix} (kL_{ls} + L_m) \cos \theta_a \\ -(kL_{ls} + L_m) \sin \theta_a \\ kL_{ls} \end{bmatrix}^T [i_s^*]_{dq0} - k^2 (L_{ls} + L_{ms}) i_{cc} + kL_m \begin{bmatrix} \cos \theta_a \\ -\sin \theta_a \\ 0 \end{bmatrix}^T [i_r]_{dq0}. \quad (\text{E.35})$$

A equação de tensão da malha do curto-circuito é dada por

$$k^2 (L_{ls} + L_{ms}) \frac{di_{cc}}{dt} + (R_{cc} + kR_s) i_{cc} = kR_s \begin{bmatrix} \cos \theta_a \\ -\sin \theta_a \\ 1 \end{bmatrix}^T [i_s^*]_{dq0} - \omega_a k (kL_{ls} + L_m) \begin{bmatrix} \sin \theta_a \\ \cos \theta_a \\ 0 \end{bmatrix}^T [i_s^*]_{dq0} \\ + k \begin{bmatrix} (kL_{ls} + L_m) \cos \theta_a \\ -(kL_{ls} + L_m) \sin \theta_a \\ kL_{ls} \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} [i_s^*]_{dq0} - \omega_a k L_m \begin{bmatrix} \sin \theta_a \\ \cos \theta_a \\ 0 \end{bmatrix}^T [i_r]_{dq0} + kL_m \begin{bmatrix} \cos \theta_a \\ -\sin \theta_a \\ 0 \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} [i_r]_{dq0}. \quad (\text{E.36})$$

O binário electromagnético pode agora ser calculado, em eixos d - q -0, através de

$$T_{em} = p \left([C_s]^{-1} [i_s^*]_{dq0} \right)^T \frac{d[L_{sr}^*]}{d\theta} [C_r]^{-1} [i_r]_{dq0} + p k L_m i_{cc} [\sin(\theta) \quad \sin(\theta + 2\pi/3) \quad \sin(\theta - 2\pi/3)] [C_r]^{-1} [i_r]_{dq0} \quad (\text{E.37})$$

que é ainda equivalente a

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) + p k L_m i_{cc} (i_{dr} \sin \theta_a + i_{qr} \cos \theta_a). \quad (\text{E.38})$$

Para uma dada velocidade de rotação do rotor, o sistema de equações diferenciais constituído por (E.26), (E.31) e (E.36), após alguns rearranjos, permite simular o comportamento do motor na presença de curtos-circuitos. Há, no entanto, que salientar o facto de todas as tensões e correntes que figuram nessas equações serem grandezas relativas a enrolamentos, não tendo sido ainda especificado o tipo de ligação (estrela/triângulo) dos enrolamentos estátóricos do motor (Fig. 55).

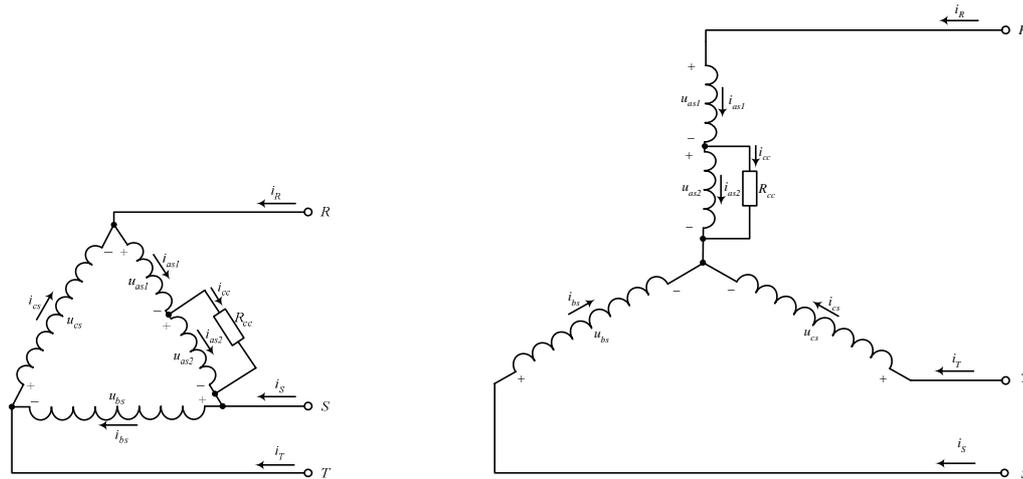


Fig. 55 – Esquemas de duas ligações possíveis dos enrolamentos estátóricos do motor quando na presença de um curto-circuito no enrolamento da fase A do estator.

Na subsecção seguinte, proceder-se-á a uma análise qualitativa da influência do tipo de ligação dos enrolamentos estátóricos do motor no comportamento do mesmo quando na presença da avaria.

Influência do Tipo de Ligação dos Enrolamentos Estatóricos

Ligação em Triângulo

Na maioria das aplicações industriais, os enrolamentos estátóricos dos motores de indução trifásicos encontram-se ligados em triângulo. Assim, assumindo este tipo de ligação, facilmente se observa que as tensões dos enrolamentos estátóricos, representadas pelos elementos do vector $\begin{bmatrix} u_s^* \end{bmatrix}$, são iguais às três tensões compostas do sistema de alimentação do motor, as quais são consideradas como conhecidas. Transformando tais tensões compostas

para um sistema de eixos $d-q-0$, a rodar à velocidade ω_a , obtém-se o primeiro membro de (E.26). Resolvendo agora o sistema de equações em ordem às correntes dos enrolamentos do motor, facilmente se obtêm as correntes de linha, essas sim facilmente mensuráveis num motor a funcionar numa dada aplicação.

Com uma ligação em triângulo, as correntes dos enrolamentos estatóricos do motor contêm, para além de uma componente de sequência positiva e outra de sequência negativa, uma componente de sequência nula que circula na malha fechada constituída pelos três enrolamentos. Naturalmente que as correntes de linha não contêm esta última componente, embora através da análise do sistema de equações se verifique que há uma interdependência entre todas as componentes da corrente, não se podendo pois considerar que as componentes directa, inversa e homopolar são independentes entre si.

Ligação em Estrela

Considere-se agora uma ligação em estrela sem neutro acessível dos enrolamentos estatóricos do motor (Fig. 55). Neste caso, torna-se evidente que nenhuma componente homopolar poderá existir nas correntes dos enrolamentos do motor. Em sua substituição existirá uma componente homopolar nas tensões dos enrolamentos estatóricos (terceira componente do vector $[u_s^*]$). Este aspecto levanta um problema na simulação computacional baseada no sistema de equações composto por (E.26), (E.31) e (E.36), pois as tensões que figuram no primeiro membro de (E.26) não são conhecidas *a priori*. Uma maneira expedita de ultrapassar este problema consiste em considerar a componente homopolar das tensões como incógnita, em detrimento da corrente i_{0s} . Após este procedimento, há ainda necessidade de determinar as componentes u_{ds}^* e u_{qs}^* (duas primeiras componentes do vector $[u_s^*]_{dq0}$). Estas duas componentes das tensões dos enrolamentos do motor estão intimamente relacionadas com a componente directa e uma hipotética componente inversa existente nas tensões de alimentação do motor. Deste modo, conhecidas as tensões compostas de alimentação do motor ($u_{RS}(t)$, $u_{ST}(t)$ e $u_{TR}(t)$), existem duas possibilidades distintas para se formular o problema do ponto de vista matemático. A primeira delas consiste em decompor estas três tensões nos respectivos sistemas directo e inverso e, para cada um deles, obter as tensões simples. Adicionando de seguida as componentes directa e inversa de cada uma das tensões simples, obtêm-se as tensões $u_R(t)$, $u_S(t)$ e $u_T(t)$, que ao serem multiplicadas pela matriz de transformação $[C_s]$ dão origem às componentes u_{ds}^* e u_{qs}^* que figuram no primeiro membro de (E.26). A outra possibilidade consiste em alterar o sistema de equações a resolver de modo a que se possa entrar directamente com o resultado da transformação do sistema de

tensões compostas de coordenadas de fase para eixos d - q -0. Neste caso, pode definir-se o vector das tensões compostas do sistema de alimentação como

$$[u_{RST}] = [u_{RS} \quad u_{ST} \quad u_{TR}]^T. \quad (\text{E.39})$$

Pode demonstrar-se que a transformação deste sistema de tensões para eixos d - q -0 dá origem a

$$[u_{RST}]_{dq0} = [C_s][u_{RST}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(3u_{ds}^* - \sqrt{3}u_{qs}^*) \\ \frac{1}{2}(\sqrt{3}u_{ds}^* + 3u_{qs}^*) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{E.40})$$

Considerando apenas as duas primeiras componentes de $[u_{RST}]_{dq0}$, e rearranjando o sistema de equações composto por (E.26), (E.31) e (E.36) de modo a reflectir as operações aritméticas que constam das componentes de $[u_{RST}]_{dq0}$, obtém-se finalmente um sistema de equações que é resolúvel do ponto de vista matemático.