



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

Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Modelação, Simulação e Diagnóstico de Avarias no Circuito Magnético Estatórico de Motores de Indução Trifásicos

Filomeno de Jesus Moreira Vieira

Júri:

Professor Doutor Jaime Baptista dos Santos (Presidente)

Professor Doutor Sérgio Miguel Ângelo da Cruz (Orientador)

Professor Doutor Pedro Manuel Gens Azevedo de Matos Faia (Vogal)

Coimbra 2013

Agradecimentos

A conclusão desta dissertação é o culminar de uma etapa importante e singular na minha formação pessoal e científica. Durante a realização deste trabalho foram várias as pessoas que de uma forma direta ou indireta contribuíram para que fosse possível o seu desenvolvimento. A essas pessoas quero deixar aqui uma mensagem de agradecimento.

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz pela orientação, pela disponibilidade, pelas sugestões pertinentes e, sobretudo, pelos conhecimentos transmitidos ao longo da realização deste trabalho.

Aos meus colegas do Laboratório de Máquinas Elétricas pelo companheirismo e entreaajuda, e de um modo especial ao André e ao Agostinho, pela ajuda prestada na realização dos ensaios laboratoriais e na inserção de avarias no motor.

A minha família, principalmente à minha mãe e aos meus irmãos, pelo grande carinho e apoio incondicional durante todos estes tempos que estive longe. À minha tia, pelo carinho e por estar sempre disponível para me ajudar.

Um agradecimento muito especial à minha namorada, Elisabete Ribeiro, pelo apoio emocional e por estar sempre presente em todas as circunstâncias. Obrigado por tudo mesmo.

Resumo

O objetivo primordial deste trabalho consiste no desenvolvimento e implementação de um modelo de simulação computacional que permite o diagnóstico de avarias no circuito magnético estatórico de motores de indução trifásicos. O modelo serviu de base à análise do comportamento do motor na presença deste tipo de avaria, permitindo ainda o desenvolvimento e aplicação de alguns métodos de diagnóstico da mesma.

O capítulo 1, de natureza introdutória, é dedicado ao enquadramento do trabalho realizado ao longo desta dissertação.

O capítulo 2 tem como objetivo o estudo do circuito magnético estatórico. Neste são apresentadas, em forma de síntese, as principais características, tipos de perdas e as causas e consequências de avarias neste componente do motor. São também realçados os principais métodos de diagnósticos existentes na literatura, enfatizando as suas virtudes e vicissitudes na deteção de uma avaria deste índole. Ainda no capítulo 2 será feita a descrição dos procedimentos usados na inserção da avaria no circuito magnético estatórico. O capítulo é concluído com alguns resultados dos ensaios experimentais, por forma a validar o método descrito na inserção deste tipo de avarias.

O capítulo 3 debruça-se sobre o desenvolvimento de um modelo matemático do motor de indução trifásico (incluindo as perdas no ferro), capaz de simular o seu comportamento quando na presença de avarias no circuito magnético estatórico. O trabalho de simulação computacional é validado por intermédio de resultados experimentais obtidos em laboratório, num motor especialmente preparado para esse efeito.

No capítulo 4 são apresentados os métodos de diagnóstico sugeridos nesta dissertação para detetar as avarias no circuito magnético estatórico, sendo posteriormente validados através da análise dos resultados obtidos experimentalmente e por simulação computacional, na presença deste tipo de avarias.

O capítulo 5 é dedicado às principais conclusões do trabalho desenvolvido, sendo ainda apresentadas algumas sugestões para o trabalho futuro.

Palavras-chave: avarias no circuito magnético estatórico, modelação do motor de indução, diagnóstico de avarias.

Abstract

The primary objective of this work is the development and implementation of a computer simulation model that allows the study of faults in stator magnetic circuit of induction motors. The model was based on the analysis of motor behavior in the presence of this type of failure, allowing further development and the application of some methods of diagnosing those failures.

Chapter 1, of introductory nature, is dedicated to the framing of the work done throughout this dissertation.

Chapter 2 aims to study the stator magnetic circuit. In it we present, in summary form, the main characteristics, types of losses and causes and consequences of damage in this motor component. Also highlighted are the main methods of diagnoses described in the literature, emphasizing their virtues and vicissitudes in the detection of a failure of this nature. Also in chapter 2 will be done a description of procedures used in inserting the stator magnetic circuit fault. The chapter is completed with results of some experimental tests in order to validate the method described in the insertion of such damage.

Chapter 3 focuses on the development of a mathematical model of the three phase induction motor (including the iron losses), able to simulate its behavior in the presence of faults in the stator magnetic circuit. The computer simulation is validated through experimental results obtained in the laboratory, with the help of a motor specially prepared for this purpose.

Chapter 4 presents the diagnostic methods suggested in this paper to detect faults in the stator magnetic circuit, and subsequently validated by the analysis of experimental results and computer simulation in the presence of such faults.

Chapter 5 is devoted to the main conclusions of the work, and even some suggestions for future work.

Keywords: stator magnetic circuit faults, modeling of induction motor, fault diagnosis.

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	ii
Abstract	iii
Índice	iv
Lista de Figuras	vii
Lista de Tabelas	x
Lista de Símbolos e abreviaturas	xi
Capítulo 1 – Introdução	1
Capítulo 2 – Circuito Magnético Estatórico	3
2.1 Aspectos Construtivos.....	3
2.2 Causas das Avarias no Núcleo Estatórico	5
2.2.1 Perda de Isolamento entre as Lâminas	5
2.2.2 Vibração das Lâminas	6
2.2.3 Derretimento das Lâminas.....	7
2.3 Métodos de Diagnóstico.....	7
2.3.1 Métodos Fora de Serviço.....	7
2.3.1.1 Teste da Faca.....	8
2.3.1.2 Teste do Fluxo Nominal.....	8
2.3.1.3 Detetor de Imperfeições Eletromagnéticas no Núcleo (ELCID)	10
2.3.1.4 Teste de Separação das Perdas.....	11
2.3.2 Métodos em Serviço	13
2.3.2.1 Análise da Variação da Resistência de Perdas no Ferro	13
2.3.2.2 Soma das Tensões dos Enrolamentos	14
2.3.2.3 Componente de Sequência Inversa das Correntes de Alimentação	16
2.3.2.4 Impedância Efetiva de Sequência Inversa	16

2.4 Realização Laboratorial da Avaria	16
2.4.1 Determinação das Ranhuras Correspondentes a Cada Uma das Fases	17
2.4.2 Método para Introdução de Avarias no Núcleo.....	19
Capítulo 3 – Modelo de Simulação Computacional.....	23
3.1 Modelo m_i-3 do Motor de Indução Trifásico com Perdas no Ferro	24
3.1.1 Equações Relativas aos Circuitos Estatóricos	24
3.1.2 Equações Relativas aos Circuitos Rotóricos	28
3.1.3 Binário Eletromagnético Desenvolvido pelo Motor.....	31
3.1.4 Modelo de Simulação Final.....	32
3.2 Validação do Modelo	34
Capítulo 4 – Análise e Diagnóstico da Avaria	41
4.1 Análise das Potências Elétricas Instantâneas Trifásicas Ativa e Reativa.....	42
4.1.1 Resultados Obtidos.....	42
4.2 Análise Espectral do Binário Eletromagnético	45
4.2.1 Resultados Obtidos.....	46
4.3 Análise Espectral das Correntes Elétricas de Alimentação.....	48
4.3.1 Resultados Obtidos.....	49
4.4 Matriz de Impedâncias	50
4.4.1 Princípio Teórico	50
4.4.1.1 Análise da Variação da Matriz de Impedâncias.....	52
4.4.1.2 Análise das Componentes Simétricas das Tensões.....	52
4.4.2 Resultados Obtidos.....	52
4.2.2.1 Análise das Componentes Simétricas das Tensões.....	53
4.2.2.2 Análise da variação das Componentes não Diagonais da Matriz de Impedâncias.....	54
Capítulo 5 – Conclusões	56
Bibliografias	57
Anexos.....	61

Anexo I – Teste do Fluxo Nominal.....	61
Anexo II – Teste de Separação das Perdas.....	62
Anexo III – Implementação em Simulink do Modelo Desenvolvido	65
Anexo IV – Parâmetros do Motor	67
Anexo V – Esquema da Montagem Usado nos Ensaios Laboratorias	69
Anexo VI – Componentes Simétricas das Tensões e das Correntes Medidas e Estimadas	70

Lista de Figuras

Fig. 1– Estator do motor de indução trifásico de pequena potência usado nos ensaios experimentais.	3
Fig. 2 – Circulação das correntes induzidas no núcleo: (a) núcleo não laminado; (b) núcleo laminado [14].	4
Fig. 3 – Estrutura do núcleo estatórico e caminhos de circulação das correntes induzidas devido à perda de isolamento entre as lâminas [10].	6
Fig. 4 – Configuração para o teste em anel do núcleo estatórico [20].	9
Fig. 5– Configuração para teste ELCID ao núcleo estatórico [17]	10
Fig. 6 – Gráfico para determinação das perdas por atrito e ventilação	12
Fig. 7 – Esquema equivalente por fase do motor de indução trifásico.	13
Fig. 8 – Ligações da ponte inversora ao motor: (a) Esquema da montagem; (b) os seis vetores ativos do inversor; (c) estado $u_1(+--)$; (d) estado $u_4(-++)$	14
Fig. 9 – Esquema ilustrativo da distribuição das bobinas de uma fase nas ranhuras do núcleo estatórico.	17
Fig. 10– Bancada de montagem para realização do teste da identificação das ranhuras da inversão do polo.	18
Fig. 11 – Ranhuras de mudança de pólo de cada uma das fases.	18
Fig. 12 – Esquema dos enrolamentos estatóricos do motor usado nos ensaios experimentais.	19
Fig. 13 – Conjunto de lâminas de fluxo máximo em cada uma das fases.	19
Fig. 14 – Processo usado para curto-circuitar um conjunto de lâminas: (a) identificação das ranhuras, conjunto de lâminas e dentes das ranhuras; (b) Curto-circuito no conjunto de lâminas nº 5 [23].	20
Fig. 15 – Chapa de cobre usada para curto circuitar as lâminas do núcleo estatórico: (a) chapa original; (b) chapa após o rearranjo em função da dimensão da ranhura correspondente.	21
Fig. 16 – Curto-circuito nos conjuntos de lâminas 5 e 23 do núcleo estatórico do motor de indução trifásico usado nos ensaios experimentais.	21
Fig. 17 – Imagem da camera térmica obtida durante o teste do fluxo nominal.	22
Fig. 18 – Representação das correntes dos circuitos e das malhas do modelo do estator do motor para a ligação dos enrolamentos em: (a) triângulo; (b) estrela.	25
Fig. 19 – Representação das correntes dos circuitos e das malhas do modelo do rotor.	29

Fig. 20– Resultados obtidos com o modelo de simulação computacional relativos ao arranque do motor em vazio: (a) binário eletromagnético; (b) velocidade de rotação do rotor; (c) corrente estatórica; (d) corrente rotórica.	35
Fig. 21 – Comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional para a situação sem avaria à 1470 rpm: (a) tensões simples de alimentação do motor; (b) correntes de linha de alimentação do motor; (c) potência ativa instantânea; (d) potência reativa instantânea.	36
Fig. 22– Comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional para a situação com avaria (fase <i>R</i>): (a) tensões simples de alimentação do motor; (b) correntes de linha de alimentação do motor; (c) potência ativa instantânea; (d) potência reativa instantânea.	38
Fig. 23 – Espetrograma da comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional para a situação sem avaria: (a) potência instantânea ativa; (b) potência instantânea reativa.	39
Fig. 24 – Espetrograma da comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional para a situação com avaria: (a) potência instantânea ativa; (b) potência instantânea reativa.	39
Fig. 25 – Espetrograma das correntes de linha de alimentação do motor para a situação sem avaria : (a) corrente da fase <i>R</i> ; (b) corrente da fase <i>S</i> ; (c) corrente da fase <i>T</i>	39
Fig. 26 – Espetrogramas das correntes de linha de alimentação do motor para a situação com avaria (fase <i>R</i>): (a) corrente da fase <i>R</i> ; (b) corrente da fase <i>S</i> ; (c) corrente da fase <i>T</i>	40
Fig. 27– Resultados experimentais relativos as potências instantâneas, ativa e reativa, para diferentes situações de avarias e de nível de carga: (a) espectrograma da potência ativa instantânea (1490 rpm); (b) espectrograma da potência ativa instantânea (1470 rpm); (c) espectrograma da potência reativa instantânea (1490 rpm); (d) espectrograma da potência reativa instantânea (1470 rpm);.....	43
Fig. 28 – Resultados de simulação computacional relativos as potências instantâneas, ativa e reativa, para diferentes situações de avarias e de nível de carga: (a) espectrograma da potência instantânea ativa (1490 rpm); (b) espectrograma da potência instantânea ativa (1470 rpm); (c) espectrograma da potência instantânea reativa (1490 rpm); (d) espectrograma da potência instantânea reativa (1470 rpm);.....	44
Fig. 29 – Resultados da evolução do fator de severidade da potência instantânea ativa com a extensão da avaria: (a) resultados experimentais (1490 rpm); (b) resultados de simulação computacional (1490 rpm).	45

Fig. 30 – Espetrograma do binário eletromagnético, obtida através dos resultados experimentais: (a) 1490 rpm; (b) 1470 rpm.....	46
Fig. 31 – Espetrograma do binário eletromagnético obtido através dos resultados da simulação computacional: (a) 1490 rpm; (b) 1470 rpm.....	47
Fig. 32 – Resultados da evolução de fator de severidade do binário eletromagnético com a extensão da avaria: (a) resultados experimentais (1490 rpm); (b) resultados de simulação computacional (1490 rpm).....	47
Fig. 33 – Esquema de montagem para o desequilíbrio da fase <i>R</i> do motor.....	53
Fig. 34 – Bancada de montagem para realização do teste de fluxo nominal.....	61
Fig. 35- Gráfico das perdas por atrito e ventilação: (a)-Situação com avarias para a situação com avaria; (b)- Situação sem avarias.....	64
Fig. 36 – Diagrama de blocos desenvolvido em Simulink: (a) equação (3.19) reescrita em função do ângulo elétrico (θ_e); (b) equação (3.33) reescrita em função da velocidade angular mecânica (ω_m); (c) equação (3.37); (d) equação (3.41) reescrita em função das correntes de malha estatórica (I_{sm}) e rotórica (I_{rm}).....	67
Fig. 37 – Esquema da montagem usado nos ensaios experimentais.....	70

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do motor usado no modelo de simulação.	34
Tabela 2 – Resultados experimentais relativos à evolução da corrente de alimentação do motor (fase <i>R</i>) com a extensão da avaria.	49
Tabela 3 – Resultados de simulação relativos à evolução da corrente de alimentação do motor (fase <i>R</i>) com a extensão da avaria.	49
Tabela 4 – Resultados relativos a matriz de impedâncias para a situação sem avarias.	53
Tabela 5 – Resultados Experimentais relativos à análise das componentes simétricas das tensões baseado no método das matrizes das impedâncias.	54
Tabela 6 – Resultados de simulação relativos a análise das componentes simétricas das tensões baseado no método das matrizes das impedâncias.	54
Tabela 7 – Resultados da matriz de impedâncias relativos aos ensaios de simulação computacional e experimentais aquando do curto-circuito em uma lâmina da fase <i>R</i>	55
Tabela 8 – Resultados da matriz de impedâncias relativos aos ensaios de simulação computacional e experimentais aquando do curto-circuito em duas lâminas da fase <i>R</i>	55
Tabela 9 – Resultados correspondentes a situação sem avarias para o teste de separação das perdas.	62
Tabela 10 – Resultados correspondentes a situação com avarias para o teste de separação das perdas.	63
Tabela 11 – Perda no ferro para situação sem e com avaria obtida através do teste da separação das perdas.	64
Tabela 12 – Parâmetros do motor fornecidos pelo fabricante.	68
Tabela 13 – Parâmetros do motor determinados através dos ensaios experimentais.	68
Tabela 14 – Resultados dos ensaios económicos.	69
Tabela 15 – Resultados experimentais das componentes simétricas das tensões e das correntes medidas e estimadas.	71
Tabela 16 – Resultados de simulação computacional das componentes simétricas das tensões e das correntes medidas e estimadas.	72

Lista de Símbolos e abreviaturas

f	Frequência de alimentação do estator	Hz
$f_{ranhura}$	Frequência correspondente aos harmônicos das ranhuras do estator	Hz
i_m	Amplitude máxima da corrente de alimentação do motor	A
$\underline{I}_p, \underline{I}_n, \underline{I}_0$	Componentes direta, inversa e homopolar das correntes de alimentação do motor	A
$\underline{I}_{p_{estimado}}, \underline{I}_{n_{estimado}}$	Componentes estimadas correspondentes à sequência direta e inversa das correntes de alimentação do motor	A
$\underline{I}_{p_{medido}}, \underline{I}_{n_{medido}}$	Componentes medidas correspondentes à sequência direta e inversa das correntes de alimentação do motor	A
i_{rci}	Corrente do circuito elementar rotórico i	A
i_{rmi}	Corrente de circulação da malha rotórica i	A
i_{sci}	Corrente do circuito elementar estatórico i	A
i_{smi}	Corrente de circulação da malha estatórica i	A
i_α, i_β	Componentes alfa e beta das correntes de alimentação do motor	A
p	Potência instantânea ativa	W
p_p	Número de pares de pólos do motor	
q	Potência instantânea reativa	VAr
s	Número de ranhuras do núcleo estatórico	
t	Variável tempo	s
$\underline{U}_p, \underline{U}_n, \underline{U}_0$	Componentes de sequência direta, inversa e homopolar das tensões de alimentação dos enrolamentos estatóricos	V
$\underline{U}_{p_{medido}}, \underline{U}_{n_{medido}}$	Componentes medidas correspondentes à sequência direta e inversa das tensões dos enrolamentos estatóricos	V
$\underline{U}_{p_{estimado}}, \underline{U}_{n_{estimado}}$	Componentes estimadas correspondentes à sequência direta e inversa das tensões dos enrolamentos estatórico	V
$\underline{U}_{p_{erro}}, \underline{U}_{n_{erro}}$	Componentes do erro correspondentes à sequência direta e inversa das tensões dos enrolamentos estatóricos	V
u_{rci}	Tensão do circuito elementar rotórico i	V
u_m, u_{sn}, u_{in}	Valores instantâneos das tensões de alimentação em cada uma das fases	V

u_{sci}	Tensão do circuito elementar estático i	V
u_{α}, u_{β}	Componentes alfa e beta das tensões de alimentação do motor	V
B_{max}	Valor máximo da densidade do fluxo magnético	T
J_m	Momento de inércia das massas girantes	Kgm ²
K_d	Fator de distribuição	
K_F	Constante dependente do material do núcleo	
K_p	Fator de encurtamento	
L_r	Indutância de fuga dos enrolamentos rotóricos	H
L_s	Indutância de fuga dos enrolamentos estáticos	H
L_{mr}	Indutância de magnetização dos enrolamentos rotóricos	H
L_{ms}	Indutância de magnetização dos enrolamentos estáticos	H
L_{pa}, L_{pb}, L_{pc}	Indutância fictícia série com os enrolamentos das perdas no ferro de cada fase	H
M_{sr}	Valor máximo da indutância mútua entre o estator e o rotor	H
M_r	Indutância mútua entre duas fases do rotor	H
M_s	Indutância mútua entre duas fases do estator	H
N	Número total de espiras em série por fase dos enrolamentos estáticos	
N_T	Número de espiras da bobina de teste	
P_F	Perdas por corrente de Foucault	W
R_{fe}	Resistência de perdas no ferro	Ω
$R_{fea}, R_{feb}, R_{fec}$	Resistência das perdas no ferro associadas às fases a, b, c	Ω
R_r'	Resistência rotórica referida ao estator	Ω
R_r	Resistência elétrica por fase dos enrolamentos rotóricos	Ω
R_s	Resistência elétrica por fase dos enrolamentos estáticos	Ω
T_{carga}	Binário da carga acoplado ao motor	Nm
T_{em}	Binário eletromagnético desenvolvido pelo motor	Nm
U_R, U_S, U_T	Tensões de alimentação do motor	V
U_p	Tensão nominal composta do motor	V

U_{pe}	Tensão por espira do enrolamento estatórico	V
U_{teste}	Tensão de alimentação da bobina do teste	V
V	Volume do núcleo estatórico	m ³
X_m	Reactância de magnetização	Ω
X_r'	Reactância de fugas rotórica, referida ao estator	Ω
X_s	Reactância de fugas dos enrolamentos estatóricos	Ω
Z	Matriz de Impedâncias	Ω
Z_{jk}	Impedâncias de acoplamento das componentes simétricas k e j , com $k = p, n, 0$, $j = p, n, 0$ e $k \neq j$	Ω
Z_p, Z_n, Z_0	Impedâncias de sequência direta, inversa e homopolar do motor	Ω
W_{c0}	Co-energia do motor	J
$[I_{rc}]$	Vetor das correntes dos circuitos rotórico (modelo m_i-3)	
$[I_{sc}]$	Vetor das correntes dos circuitos estatóricos (modelo m_i-3)	
$[I_{rm}]$	Vetor das correntes de circulação nas malhas dos enrolamentos rotóricos	
$[I_{sm}]$	Vetor das correntes de circulação nas malhas dos enrolamentos estatóricos	
$[L_{rc}]$	Matriz das indutâncias dos circuitos rotóricos	
$[L_{sc}]$	Matriz das indutâncias dos circuitos estatóricos	
$[M_{rsc}]$	Matriz das indutâncias mútuas entre os circuitos rotóricos e estatóricos	
$[M_{src}]$	Matriz das indutâncias mútuas entre os circuitos estatóricos e rotóricos	
$[R_{rc}]$	Matriz das resistências dos circuitos rotóricos	
$[R_{sc}]$	Matriz das resistências dos circuitos estatóricos	
$[U_{rc}]$	Vetor das tensões dos circuitos rotóricos (modelo $m_{si}-m_{ri}$)	
$[U_{sc}]$	Vetor das tensões dos circuitos estatórico (modelo $m_{si}-m_{ri}$)	
$[U_{rm}]$	Vetor das tensões das malhas dos enrolamentos rotóricos	
$[U_{sm}]$	Vetor das tensões das malhas dos enrolamentos estatóricos	
α	Ângulo do fator potência	

$\Delta Z_{pn}, \Delta Z_{np}$	Varição da componente direta-inversa e inversa-direta da impedância do motor	Ω
θ_e	Posição angular elétrica do rotor	rad
θ_m	Posição angular mecânica do rotor	rad
Ψ_α, Ψ_β	Componentes alfa e beta do fluxo encadeado estático	Wb
ω	Frequência angular de alimentação do motor	rad/s
Ω_m	Velocidade angular mecânica da rotação do rotor	rad/s
DC	Corrente contínua	
FS	Fator de severidade	

1 | Introdução

O motor de indução trifásico é a máquina elétrica mais utilizada para gerar força motriz na indústria. Isto deve-se principalmente à sua estrutura simples e robusta, aliada a um baixo custo, pequeno volume e elevado rendimento, entre outras vantagens. Embora seja usualmente robusto, a possibilidade da ocorrência de avarias é inerente a qualquer motor, afetando o seu desempenho mesmo antes que ocorram avarias significativas.

Para a indústria, evitar a paralisação da produção devido a avarias nas máquinas significa um maior índice de disponibilidade da linha de produção, além da redução dos custos de manutenção. É, portanto, necessário assegurar que os motores funcionem de uma forma contínua e segura. Para tal, ao longo dos anos foram desenvolvidos processos de monitorização da condição do motor de indução trifásico, cujo principal objetivo é detetar avarias de uma forma confiável¹ e, sobretudo num estágio incipiente, garantindo que o motor e o processo no qual ele está inserido possam ser desligados de uma forma controlada.

Estudos estatísticos de fiabilidade realizados por diversas entidades revelam que cerca de 35% a 40% do número total de avarias que ocorrem no motor de indução trifásico estão associados ao estator [1-5], sendo que a grande maioria entre estas se deve a avarias nos enrolamentos, com um total de cerca de 72% [6]. Por outro lado, as avarias no núcleo são raras, com uma percentagem de ocorrência que varia entre 1% e 3% [6-9].

As avarias no núcleo estatórico, apesar de não serem tão comuns como as avarias nos enrolamentos estatóricos, não podem ser desprezadas, devido ao seu impacto não só no motor mas também na linha de produção. Geralmente requerem a substituição de todo o núcleo e, em caso de reparação, possuem um custo e tempo envolvidos muito mais elevados comparativamente a outras avarias [7, 10]. O impacto desta avaria tem conduzido a muitos trabalhos de investigação, no sentido de identificar as suas causas e de encontrar métodos de diagnóstico de modo a evitar que a avaria progrida até conduzir ao colapso total do motor. Neste domínio, o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico em serviço, onde não há necessidade de efetuar uma paragem do motor para realizar o diagnóstico, é particularmente atrativo e desejável.

É pois neste contexto que se insere o trabalho apresentado ao longo desta dissertação, onde numa fase inicial é desenvolvido um modelo de simulação computacional capaz de emular o comportamento dos motores de indução trifásicos na presença de avarias no núcleo estatórico e

¹ Neste contexto, confiável significa elevada precisão no processo de diagnóstico.

posteriormente consumado com algumas propostas de métodos de diagnósticos em serviço capazes de detetar numa fase inicial uma avaria deste índole.

2 | Circuito Magnético Estatórico

2.1 Aspetos Construtivos

O circuito magnético estatórico de um motor caracteriza-se, sobretudo, pela sua elevada permeabilidade magnética, conseguida à custa de chapas de materiais ferromagnéticos usados na construção do núcleo. As chapas possuem uma forma circular, revestidas de óxidos isolantes e ranhuradas na periferia interna por forma a conter os enrolamentos estatóricos.

Na Fig. 1 é ilustrado o estator do motor de indução trifásico usado no estudo de avarias no circuito magnético estatórico, destacando as chapas ferromagnéticas e as ranhuras do núcleo estatórico.

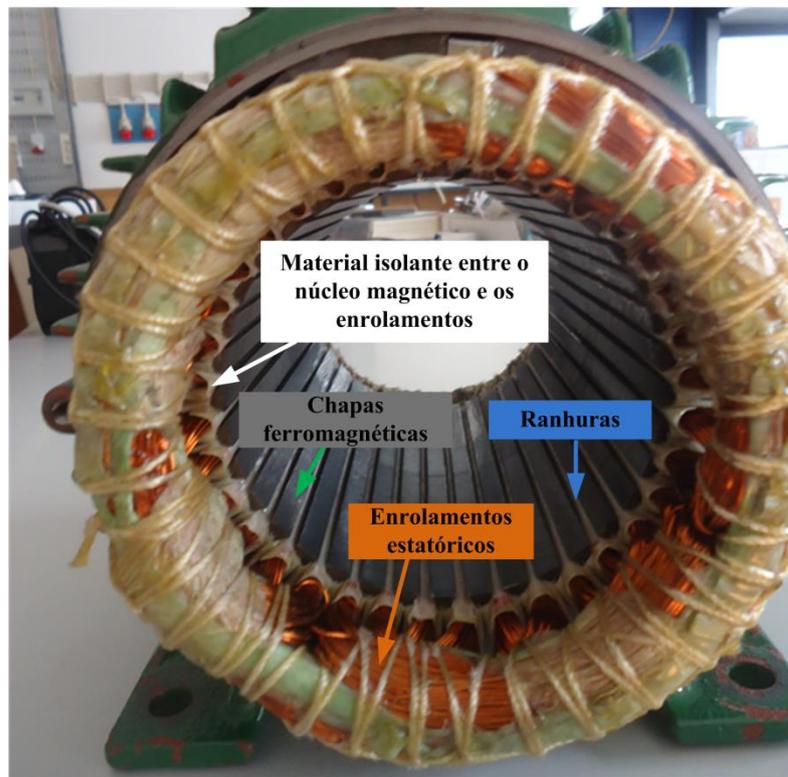


Fig. 1– Estator do motor de indução trifásico de pequena potência usado nos ensaios experimentais.

Devido à variação temporal do fluxo magnético que atravessa as chapas ferromagnéticas, estas ficam sujeitas a dois tipos de perdas: as perdas por histerese e as perdas por correntes de Foucault.

As perdas por histerese correspondem às perdas nas chapas ferromagnéticas durante o processo de magnetização/desmagnetização devido a inércia e aos atritos a que os domínios magnéticos estão sujeitos. Estas perdas são proporcionais à área do ciclo histerético. Por

consequente, quanto mais estreito for este ciclo, menores serão estas perdas. Deste modo, são preferíveis os materiais ferromagnéticos macios² na construção do núcleo, sendo as chapas de aço com uma baixa taxa de carbono as mais utilizadas [11, 12].

As perdas por correntes de Foucault resultam das correntes induzidas no núcleo devido à variação temporal do fluxo magnético. Estas perdas podem ser reduzidas através da laminação das chapas ferromagnéticas em finas camadas (Fig. 2(b)), isoladas entre si com o objetivo de restringir o percurso das correntes induzidas. Quanto menor for a espessura das chapas, menores são estas correntes e, por conseguinte, menores serão as perdas por correntes de Foucault. A redução destas correntes também pode ser obtida a partir do aumento da resistividade elétrica do material que as constitui [11-13]. É de realçar que essas correntes não contribuem para o processo de magnetização do núcleo, pelo contrário, irão dar origem a perdas por efeito de Joule nesse meio magnético.

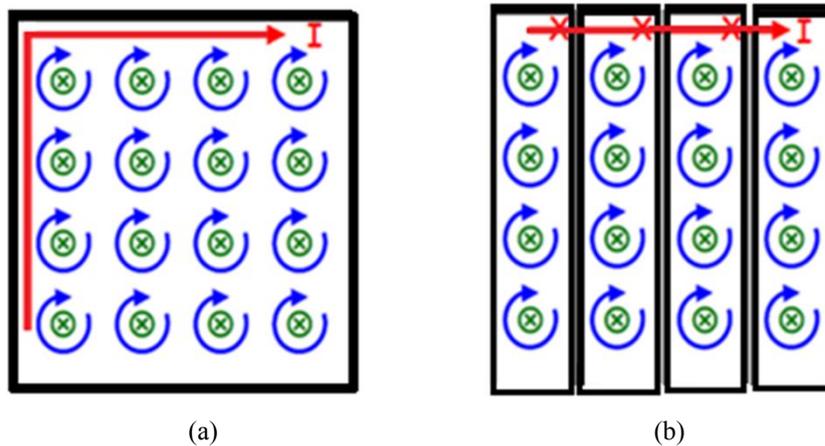


Fig. 2 – Circulação das correntes induzidas no núcleo: (a) núcleo não laminado; (b) núcleo laminado [14].

É pertinente salientar que a grande maioria das avarias no núcleo estático se deve, sobretudo, ao curto-circuito entre as lâminas, tendo este maior influência nas perdas devido às correntes de Foucault do que nas perdas por histerese. Por esta razão, é dado maior relevo às perdas por correntes de Foucault quando se trata de uma avaria desta natureza.

A variação temporal do fluxo nas lâminas do núcleo irá dar origem a uma tensão induzida (lei do Faraday), cujo valor eficaz é diretamente proporcional ao valor máximo da densidade do fluxo magnético B_{max} e à frequência f de alimentação do motor. Tendo em conta que existe uma certa resistência elétrica entre as lâminas, haverá correntes a circular devido à essa tensão induzida. As perdas por efeito de Joule no núcleo podem, portanto, ser estimadas através da seguinte expressão [15]:

² São materiais que podem ser magnetizados/desmagnetizados com alguma facilidade.

$$P_F = K_F V f^2 B_{\max}^2, \quad (2.1)$$

onde

P_F – Perdas por corrente de Foucault (W)

K_F – Constante dependente do material do núcleo

V – Volume do núcleo (m^3)

f – Frequência de alimentação do estator (Hz)

B_{\max} – Valor máximo da indução magnética (T)

2.2 Causas das Avarias no Núcleo Estatórico

Ao longo da vida útil do motor, o núcleo estatórico está sujeito a diversos mecanismos de fadiga de natureza térmica, mecânica, elétrica e ambiental, capazes de modificar as condições de funcionamento para as quais ele foi projetado. Essas modificações manifestam-se sobretudo na perda de isolamento entre as lâminas, vibração das lâminas e, em casos mais graves, no derretimento das lâminas [10].

Para cada uma das avarias mencionadas, serão descritas as suas principais causas e a sua influência no funcionamento do motor.

2.2.1 Perda de Isolamento entre as Lâminas

As perdas de isolamento entre as lâminas do núcleo estatórico são provocadas principalmente devido às seguintes razões [10, 16-20]:

- Danos mecânicos causados na superfície interna do estator durante a montagem, inspeção, ou rebobinagem;
- Material do isolamento entre as ranhuras e os enrolamentos de fraca qualidade;
- Vibração dos enrolamentos ou lâminas soltas;
- Sobreaquecimento do núcleo durante a rebobinagem, ou devido a um defeito à terra dos enrolamentos, ou ainda devido ao mau estado do sistema de ventilação do motor;
- Contacto entre o estator e rotor devido a defeitos mecânicos ou defeitos no fabrico das lâminas;

- Objetos estranhos introduzidos/esquecidas no motor durante a montagem, inspeção ou reparação, como por exemplo parafusos, porcas, dentes de lâminas partidas, etc.

A principal consequência desta avaria é o aumento da circulação das correntes de Foucault entre as lâminas em curto-circuito, tal como ilustra a Fig. 3. Este aumento, além de provocar o acréscimo das perdas no núcleo, levando por conseguinte à diminuição do rendimento do motor, provoca também um sobreaquecimento nas zonas adjacentes à avaria. Este aquecimento, se não for detetado numa fase inicial, pode progredir com gravidade levando ao derretimento das lâminas, sendo este bastante grave, uma vez que pode levar ao colapso total do motor [10], [16, 20].

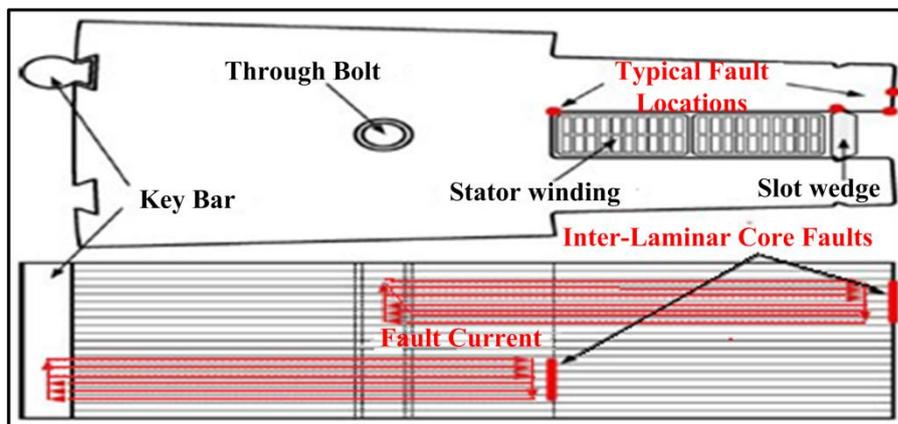


Fig. 3 – Estrutura do núcleo estatórico e caminhos de circulação das correntes induzidas devido à perda de isolamento entre as lâminas [10].

Para além do aumento das perdas por correntes de Foucault, deve-se salientar que os esforços térmicos ou mecânicos sobre as lâminas podem aumentar também as perdas por histerese, devido à alteração das suas propriedades magnéticas, mais concretamente à diminuição da permeabilidade magnética do material [20], aumentando assim a relutância do circuito magnético. Isto leva, por conseguinte, a uma diminuição do fluxo magnético.

2.2.2 Vibração das Lâminas

Apresentam-se de seguida algumas causas próximas da ocorrência, de vibração das lâminas [10]:

- Afrouxamento do núcleo devido às vibrações do motor, causadas por uma má fixação do mesmo à bancada ou pelo envelhecimento do mesmo;
- Relaxamento das lâminas devido à compressão do material de isolamento das lâminas com a temperatura;
- Defeitos de fabrico, como por exemplo uma espessura não uniforme das lâminas. Este defeito provoca uma distribuição de pressão não uniforme, causando assim a vibração do núcleo e, conseqüentemente, das lâminas.

A vibração das lâminas provoca fadiga nos isolamentos, podendo eventualmente dar origem a uma falha de isolamento entre estas devido à fricção, aumentando assim a circulação das correntes induzidas. Além disso, pode partir as lâminas, causando um defeito à terra [10, 18, 21].

2.2.3 Derretimento das Lâminas

A causa desta avaria deve-se sobretudo à circulação de correntes de defeito à terra, ao curto-circuito entre espiras dos enrolamentos estáticos e as lâminas do núcleo estático e a pontos quentes causados pelo curto-circuito entre as lâminas do núcleo estático [10]. Ao contrário das outras avarias, em maioria dos casos, esta é irreversível, ou seja, não há hipótese de concerto. Esta causa não deixa de estar intimamente relacionada com as anteriores, visto que ambas as causas referidas anteriormente podem originar o defeito à terra dos enrolamentos estáticos.

2.3 Métodos de Diagnóstico

Nesta secção serão apresentadas os métodos de diagnósticos em serviço e fora de serviço, bem como as suas principais características, vantagens e desvantagens no que diz respeito às avarias no núcleo estático

2.3.1 Métodos Fora de Serviço

Entende-se por métodos fora de serviço todos aqueles cuja aplicação requer operações com o motor desligado e/ou desacoplado da carga e, possivelmente, removido do local de funcionamento. A grande desvantagem destes métodos é a sua interferência com o normal funcionamento do motor.

Dado que os métodos de diagnóstico fora de serviço implicam perdas financeiras significativas, apresentam-se de seguida algumas das situações mais oportunas para aplicação dos mesmos [22]:

- Durante os testes de aceitação do motor;
- Durante a inspeção regular do motor;
- Antes e depois de um processo de rebobinagem.

Apresentam-se de seguida as principais técnicas de diagnóstico fora de serviço de avarias no núcleo estático. As três primeiras técnicas requerem a desmontagem do motor e remoção do rotor, enquanto a última (teste de separação das perdas) requer apenas o desacoplamento do motor da carga.

2.3.1.1 Teste da Faca

O teste da faca é o mais rudimentar e o mais económico que se pode efetuar a fim de detetar avarias no núcleo estático, sendo usado unicamente para detetar folgas entre as lâminas. Neste teste, o rotor é retirado do motor e, com uma faca de espessura máxima de 0.25 mm, procede-se à inserção da mesma entre as lâminas do núcleo. A avaria é detetada caso o comprimento da ponta da faca inserida for superior a 5 mm em várias partes do núcleo [17].

É importante referir que este teste apenas consegue detetar folgas entre duas lâminas adjacentes, não sendo aplicável para a deteção de curto-circuitos entre elas. Além disso, corre-se o risco de partir a faca entre as lâminas provocando assim um curto-circuito entre elas.

2.3.1.2 Teste do Fluxo Nominal

O teste do fluxo nominal, também designado por teste em anel, é o teste mais tradicional para testar a integridade do núcleo magnético face a curto-circuitos entre as lâminas. Consegue localizar as lâminas em curto-circuito, mesmo as mais pequenas, e de acordo com a sua gravidade, fornece informações acerca da reparação necessária [17].

O teste consiste em gerar um fluxo magnético no núcleo estático correspondente a 100 ou 105 % do fluxo nominal, através de um enrolamento de excitação que é enrolado à volta do núcleo, sendo este alimentado com uma tensão reduzida (frequência nominal do motor) [21, 23]. Dado que o fluxo é variável no tempo, segundo a lei de Faraday, será induzida uma tensão nas lâminas do núcleo e, no caso de haver lâminas em curto-circuito, irão circular correntes entre elas (lâminas em curto-circuito). As áreas em curto-circuito serão indicadas através de uma

câmara térmica como pontos quentes, ficando cada vez mais quentes por comparação com as áreas saudáveis à medida que o teste vai progredindo ³.

A Fig. 4 ilustra a execução do teste em anel. Nela também é ilustrada a circulação das correntes induzidas devidas ao curto-circuito entre as lâminas do circuito magnético do estator do motor.

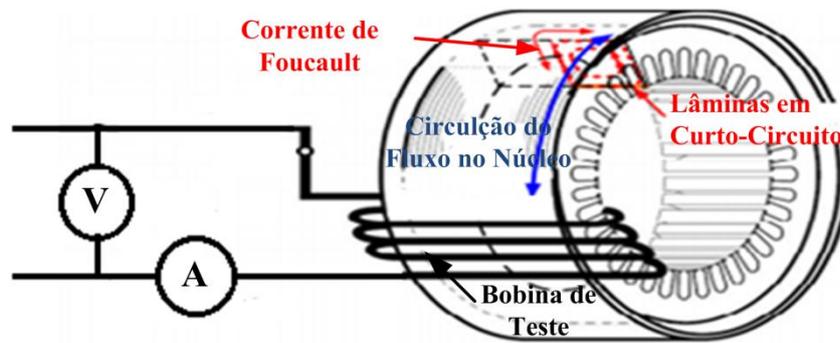


Fig. 4 – Configuração para o teste em anel do núcleo estático [20].

A amplitude da tensão aplicada aos terminais do enrolamento de excitação depende da tensão por espira do enrolamento estático capaz de criar o fluxo nominal e do número de espiras do mesmo. A tensão por espira capaz de criar o fluxo nominal é dada pela seguinte expressão ⁴ [23]:

$$U_{pe} = \frac{1.05 \times U_p}{2 \times K_d \times K_p \times N}, \quad (2.2)$$

onde

U_{pe} – Tensão por espira do enrolamento estático (V)

U_p – Tensão nominal composta do motor (V)

K_d – Fator de distribuição dos enrolamentos estáticos

K_p – Fator de encurtamento dos enrolamentos estáticos

N – Número total de espiras em série por fase dos enrolamentos estáticos

Conhecendo U_{pe} , a tensão a aplicar aos terminais da bobina de teste é dada por:

$$U_{teste} = U_{pe} \times N_T, \quad (2.3)$$

em que N_T representa o número de espiras da bobina de teste.

³ A menos que sejam detetados defeitos graves, a duração do teste é de 30 minutos para motores de pequena/média potência e de 2 horas para motores de grande potência. As imagens térmicas devem ser captadas de 15 em 15 minutos.

⁴ Assumindo os enrolamentos estáticos ligados em triângulo.

Através de (2.3), pode-se observar que há duas incógnitas (N_T e U_{teste}), sendo uma delas independente. Assim, atribui-se um valor a uma delas e calcula-se a outra através de (2.3). Normalmente atribui-se um valor relativamente baixo a U_{teste} e determina-se N_T , por forma a evitar o sobreaquecimento do enrolamento de teste devido à circulação de correntes elevadas.

Este teste tem como desvantagens um elevado tempo de execução, dificuldades em detetar avarias mais profundas, um elevado custo de execução (devido ao elevado preço da câmara térmica) e questões de segurança principalmente para motores de grande porte, visto que estes requerem uma corrente elétrica elevada para criar o fluxo nominal no núcleo.

2.3.1.3 Detetor de Imperfeições Eletromagnéticas no Núcleo (ELCID)

ELCID é a abreviatura de “*Electromagnetic Core Imperfection Detector*”, tendo sido inventado em 1970 por John Sutton [24]. É idêntico ao teste do fluxo nominal, só que neste caso não é necessário criar o fluxo nominal no núcleo mas sim apenas 3 – 4 % deste valor. Isto deve-se sobretudo ao facto de que, mesmo para valores baixos de fluxo no núcleo, haverá circulação de correntes induzidas nas áreas defeituosas, sendo estas detetadas usando uma técnica baseada no uso de sensores magnéticos [22].

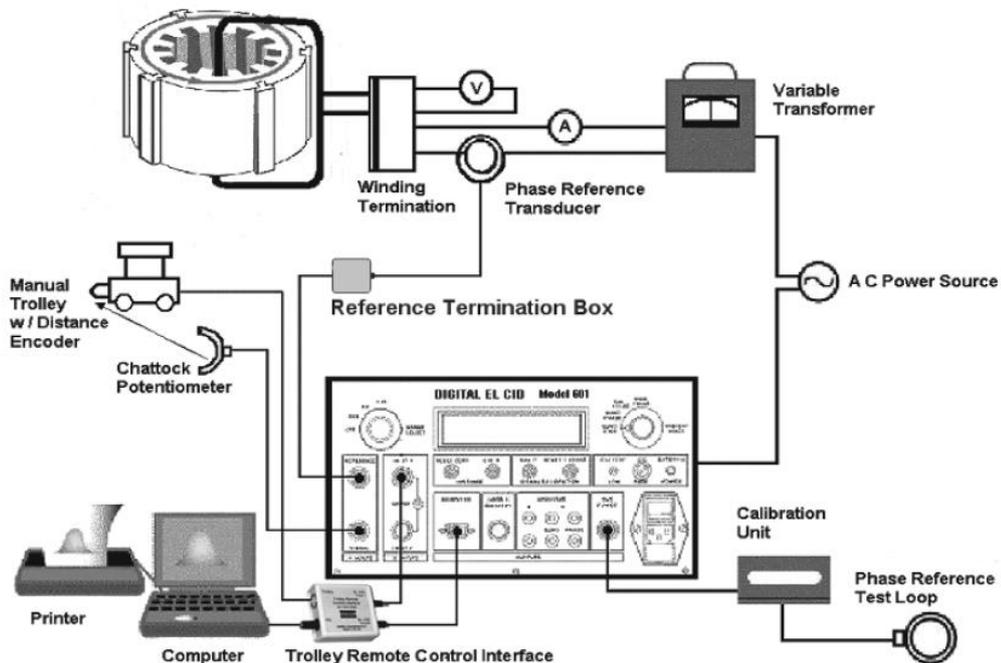


Fig. 5– Configuração para teste ELCID ao núcleo estático [17]

A Fig. 5 ilustra os diversos equipamentos usados para a realização do teste ELCID.

Adversamente ao teste de fluxo nominal, neste caso não é necessário que as áreas em curto-circuito aqueçam para detetar o defeito, porque este é detetado através da leitura da tensão aos terminais de uma bobina de Chattock⁵, cujo valor é proporcional às correntes induzidas que circulam entre as lâminas em curto-circuito [17]. Esta tensão é posteriormente analisada pela unidade do processamento de sinal do ELCID, de modo a localizar com precisão avarias no núcleo estático.

Comparativamente ao teste do fluxo nominal, o ELCID apresenta inúmeras vantagens, entre as quais se destacam as seguintes [17, 22]:

- Leituras rápidas: contrariamente ao que acontece no teste do fluxo nominal, neste não é necessário esperar pelo aquecimento dos pontos em defeito, mas apenas pela circulação das correntes induzidas, cujo valor é captado pelas bobinas de Chattock. Logo, pode-se afirmar que neste teste a resposta é instantânea;
- Elevada sensibilidade: permite detetar falhas mesmo que estas estejam no interior das chapas, enquanto o teste do fluxo nominal apenas deteta anomalias nas superfícies das chapas;
- Facilidade de inspeção: possui uma unidade de processamento de sinal que permite fazer a leitura da tensão aos terminais da bobina de Chattock e dar indicações ao utilizador através de um visor;
- Baixo fluxo de excitação: necessita apenas de criar 3 % a 4 % do fluxo nominal do motor.

A desvantagem deste teste reside na dificuldade da interpretação dos resultados, podendo ainda conduzir a falsas indicações de avaria, devido ao reduzido rácio sinal/ruído, uma vez que a amplitude do sinal aos terminais da bobina de Chattock é muito pequena.

2.3.1.4 Teste de Separação das Perdas

As avarias no núcleo estático refletem-se num aumento das perdas no ferro, principalmente nas perdas por correntes de Foucault. Atendendo a que o teste da separação das perdas consegue detetar esse aumento, este pode ser um bom indicador para detetar avarias no núcleo.

De entre os testes fora de serviço, o teste da separação das perdas é o menos moroso de se efetuar, pela simples razão de não requerer a desmontagem do motor. Permite determinar as

⁵ Trata-se de um sensor magnético, com núcleo de ar, que converte a corrente no enrolamento primário do mesmo numa tensão no enrolamento secundário.

perdas no ferro através da medição das variáveis elétricas aos terminais do motor, nomeadamente tensão, corrente e a potência elétrica consumida pelo motor.

O teste da separação das perdas realiza-se fazendo rodar a máquina desacoplada de qualquer carga mecânica (funcionamento em vazio), sendo os enrolamentos estatóricos alimentados por um sistema trifásica de tensão, à frequência e tensão nominais [25]. A tensão é reduzida gradualmente, ao mesmo tempo que são registadas os valores da tensão, da potência e da corrente entregue ao motor. No instante em que a diminuição da tensão (U_{\min}) corresponder a um aumento da corrente, deve-se terminar o ensaio.

Com base nos resultados obtidos, traça-se a curva da potência consumida pelo motor em função do valor da tensão ao quadrado (Fig. 6). O ponto de intercessão da curva com o eixo da potência corresponde à potência das perdas devido ao atrito e a ventilação [25].

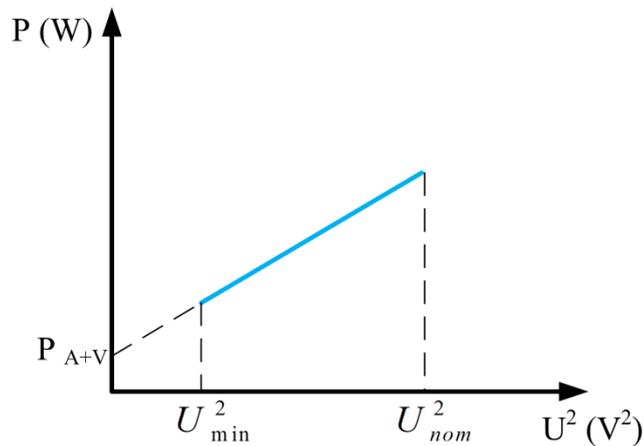


Fig. 6 – Gráfico para determinação das perdas por atrito e ventilação

Estando o motor desacoplado da carga, a velocidade do rotor é muito próxima da velocidade de sincronismo. Nesta condição considera-se que não há correntes a circular no rotor, portanto podem-se desprezar as perdas por efeito de Joule aí existentes. A potência elétrica consumida pelo motor tem o propósito de satisfazer apenas as perdas no cobre dos enrolamentos estatóricos, as perdas devidas ao atrito e ventilação e as perdas no ferro. Tendo em conta esse facto, as perdas no ferro são dadas por [25]:

$$P_{Fe} = P_0 - 3R_s I_0^2 - P_{A+V}, \quad (2.4)$$

em que

P_{Fe} – Perdas no ferro (histerese + correntes de Foucault) (W)

P_0 – Potência de alimentação do motor correspondente à tensão nominal (W)

I_0 – Corrente nos enrolamentos estatóricos correspondente à tensão nominal (A)

R_s – Resistência elétrica por fase dos enrolamentos estatóricos (Ω)

P_{A+v} – Perdas por atrito e ventilação (W).

2.3.2 Métodos em Serviço

Os métodos em serviço consistem na realização de testes ao motor com este a funcionar acoplado à carga.

Apresenta-se de seguida uma breve síntese dos principais métodos de diagnóstico em serviço que se encontram descritos na literatura, enunciando os seus princípios básicos de operação.

2.3.2.1 Análise da Variação da Resistência de Perdas no Ferro

Como já foi mencionado anteriormente o curto-circuito entre as lâminas do núcleo estatórico reflete-se no aumento das perdas no ferro, o que corresponde a uma diminuição da resistência elétrica R_{fe} (Fig. 7). Portanto, uma forma de detetar a avaria no núcleo consiste na estimação dessa resistência.

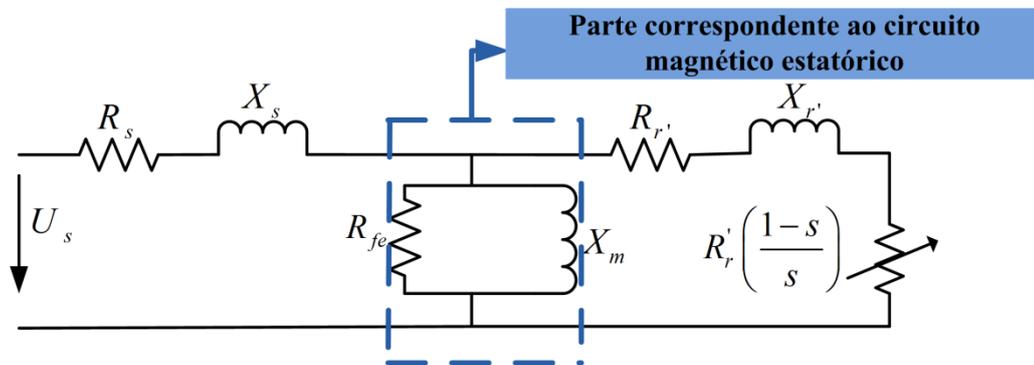


Fig. 7 – Esquema equivalente por fase do motor de indução trifásico.

É possível encontrar na literatura alguns métodos de diagnóstico capazes de estimar a resistência R_{fe} , tais como aqueles referenciados em [26-28]. Deve-se referir que estes métodos não foram usados com o objetivo de diagnosticar avarias no circuito magnético estatórico, mas sim para estimar o erro no controlo de motor face à não inclusão da resistência R_{fe} no modelo dinâmico do motor.

2.3.2.2 Soma das Tensões dos Enrolamentos

Uma outra técnica de diagnóstico proposto para detetar curto-circuitos entre as lâminas do núcleo estático consiste na análise da sua influência na componente homopolar das tensões dos enrolamentos estáticos do motor [29]. A sua aplicabilidade pressupõe que o motor é alimentado através de uma ponte inversora trifásica e que os enrolamentos estáticos estão ligados em estrela e com o neutro acessível, tal como é ilustrado na Fig. 8. A estratégia de diagnóstico consiste na análise da componente homopolar das tensões dos enrolamentos estáticos do motor u_σ , que é obtida através do somatório das tensões em cada um dos enrolamentos u_a, u_b, u_c medidas relativamente ao ponto neutro do motor:

$$u_\sigma = u_a + u_b + u_c \quad (2.5)$$

Nestas condições de funcionamento do motor, a componente homopolar u_σ é dependente da variação da velocidade de rotação do rotor, limitando assim o desenvolvimento de uma boa estratégia de diagnóstico usando apenas a equação (2.5).

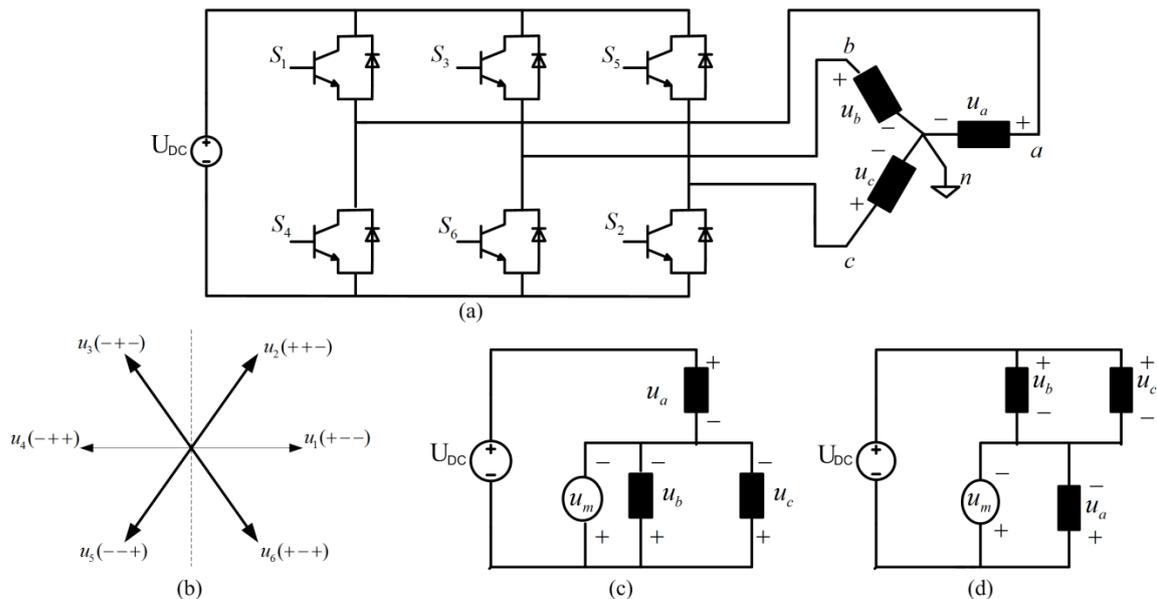


Fig. 8 – Ligações da ponte inversora ao motor: (a) Esquema da montagem; (b) os seis vetores ativos do inversor; (c) estado $u_1(+--)$; (d) estado $u_4(-++)$

Por forma a ultrapassar esta situação (variação da componente homopolar com a velocidade), considera-se a diferença das tensões u_σ obtidas através de aplicação de cada um dos seis vetores ativos e o seu complementar, de acordo com (2.6).

$$\begin{aligned} \chi_a &= u_\sigma^{(1)} - u_\sigma^{(4)} \\ \chi_b &= u_\sigma^{(3)} - u_\sigma^{(6)} \\ \chi_c &= u_\sigma^{(2)} - u_\sigma^{(5)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Aplicando a transformada $\alpha - \beta$ ⁶ às grandezas χ_a , χ_b , χ_c , obter-se-á:

$$\begin{aligned}\chi_\alpha &= \frac{2}{3}\chi_a - \frac{1}{3}\chi_b - \frac{1}{3}\chi_c \\ \chi_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}(\chi_c - \chi_b)\end{aligned}\quad (2.7)$$

O vetor espacial $\chi = \chi_\alpha + j\chi_\beta$ contém as informações acerca da assimetria e da saliência do motor, sendo este usado como indicador da avaria.

Por forma a reduzir o custo da implementação desta técnica devido à necessidade de uso de três sensores de tensão, a componente homopolar é estimada em função de uma tensão virtual u_m , medida entre o terminal negativo do barramento DC e o neutro do motor (Fig. 8 (c),(d)).

Reescrevendo (2.6) em função da tensão virtual e da tensão do barramento DC (U_{DC}) resulta:

$$\begin{aligned}\chi_a &= 3(u_m^{(1)} - u_m^{(4)}) - U_{DC} \\ \chi_b &= 3(u_m^{(3)} - u_m^{(6)}) - U_{DC} \\ \chi_c &= 3(u_m^{(2)} - u_m^{(5)}) - U_{DC}\end{aligned}\quad (2.8)$$

Aplicando agora a transformada $\alpha - \beta$, ter-se-á:

$$\begin{aligned}\chi_\alpha &= 2(u_m^{(1)} - u_m^{(4)}) - (u_m^{(3)} - u_m^{(6)}) - (u_m^{(2)} - u_m^{(5)}) \\ \chi_\beta &= \sqrt{3}(u_m^{(3)} - u_m^{(6)}) - \sqrt{3}(u_m^{(5)} - u_m^{(2)})\end{aligned}\quad (2.9)$$

Pela equação (2.9), pode-se ver que, com esta simplificação, a implementação deste método pressupõe apenas o conhecimento do valor da tensão virtual u_m , reduzindo assim o custo de implementação.

O princípio da monitorização da condição do núcleo é feito através da análise da representação $\chi_\beta = f(\chi_\alpha)$ no plano complexo. Na ausência de avaria, esta representação consiste num círculo cujo centro coincide com o centro do sistema de eixos do plano $\alpha - \beta$. Por outro lado, na presença da avaria há um deslocamento do círculo relativamente ao centro do sistema de eixos. Este deslocamento é quantificado por $\chi = \sqrt{\overline{\chi_\alpha^2} + \overline{\chi_\beta^2}}$, em que $\overline{\chi_\alpha}$ e $\overline{\chi_\beta}$ são os valores médios de χ_α e χ_β respetivamente [29].

⁶ Trata-se de uma transformação algébrica de um sistema de tensões e correntes em um sistema estacionário, porém com as coordenadas ortogonais entre si (e não a 120° como o caso de sistema $a-b-c$).

2.3.2.3 Componente de Sequência Inversa das Correntes de Alimentação

De acordo com este método de diagnóstico [30], a avaria é detetada através da alteração que esta introduz na componente de sequência inversa das correntes de alimentação do motor. Dado que, na prática, a componente de sequência inversa da corrente é influenciada não só pela avaria (curto-circuito entre as lâminas), mas também pelas assimetrias residuais inerentes ao motor e pelos desequilíbrios existentes no sistema de tensões de alimentação, foi definido um indicador da avaria, cujo valor é igual ao quociente entre a diferença das componentes de sequência inversa das correntes de alimentação do motor obtidas para a situação com e sem avaria e o valor nominal (extraído da chapa característica do motor) da corrente de alimentação do motor:

$$FS = \frac{I_{-avária} - I_{-normal}}{I_{nominal}} \quad (2.10)$$

O objetivo do indicador da avaria definido em (2.10), consiste em desacoplar o efeito da avaria do das assimetrias residuais inerentes ao motor e dos desequilíbrios no sistema de tensão.

2.3.2.4 Impedância Efetiva de Sequência Inversa

À semelhança do método baseado na análise na componente de sequência inversa das correntes de alimentação do motor, este método foi, também, proposto em [30]. Consiste na análise da impedância de sequência inversa, estimada através do quociente entre as componentes da sequência inversa das tensões e das correntes elétricas de alimentação do motor. Na presença da avaria, o módulo dessa impedância sofrerá um desvio, sendo este fato usado como o indicador da avaria [5]

É pertinente mencionar que, neste método, caso o sistema de alimentação do motor seja equilibrado, a componente de sequência inversa das tensões será nula. Por conseguinte, a impedância de sequência inversa será também nula, independentemente da existência ou não de avarias no motor.

2.4 Realização Laboratorial da Avaria

Nesta secção, explica-se a preparação do motor usado nos ensaios experimentais para a inserção, não destrutiva, da avaria no núcleo estático (perda de isolamento entre as lâminas). A secção é concluída com a apresentação de alguns resultados, por forma a validar o método de inserção da avaria.

2.4.1 Determinação das Ranhuras Correspondentes a Cada Uma das Fases

Este teste é imprescindível quando se pretende analisar os métodos de diagnóstico que incluem curto-circuito entre as lâminas do núcleo estatórico, uma vez que nos permite escolher o conjunto de lâminas, de uma determinada fase⁷, a ser curto-circuitado de acordo com a amplitude do fluxo magnético nele induzido.

A Fig. 9 exibe um esquema elucidativo do núcleo estatórico (36 ranhuras e 4 pólos), bem como a respetiva distribuição das bobinas de uma fase do motor de indução trifásico que foi usado para estudar avarias no circuito magnético estatórico. O objetivo deste teste consiste em determinar as ranhuras para as quais há mudança de pólo⁸, sendo ainda pertinente referir que nessas mesmas ranhuras o fluxo magnético é nulo.

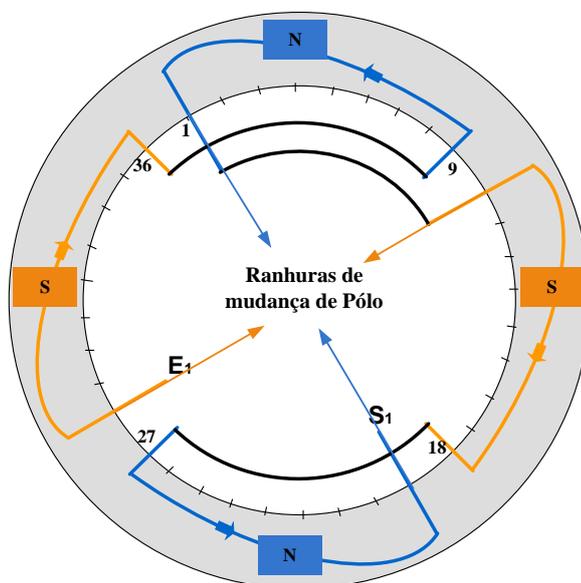


Fig. 9 – Esquema ilustrativo da distribuição das bobinas de uma fase nas ranhuras do núcleo estatórico.

O primeiro passo para a realização deste teste é a desmontagem do motor, separando o estator do rotor. De seguida alimenta-se um dos enrolamentos (deixando os outros dois em circuito aberto) com uma corrente alternada de baixa intensidade⁹, criando assim no núcleo estatórico uma densidade de fluxo magnético B correspondente à fase alimentada. Com auxílio de um

⁷ A avaria numa fase, regra geral, irá afetar o comportamento de varias fases.

⁸ As ranhuras da mudança de pólo são aquelas onde são inseridas os lados das bobinas.

⁹ O valor da intensidade da corrente não é preciso ser elevado, um valor de aproximadamente 0.6 A é suficiente para a realização deste teste.

osciloscópio e de uma espira de fio condutor procura-se determinar as ranhuras onde o fluxo magnético é nulo (ranhuras da mudança de pólo), tal como se ilustra na Fig. 10.

A Fig. 10 ilustra a bancada de montagem para realização do teste da identificação das ranhuras de mudança de pólo. Esta é constituída por um autotransformador, o estator do motor de indução trifásico, um fio de teste para medir a tensão induzida, um osciloscópio, um voltímetro e uma pinça amperimétrica.

Repetindo o ensaio para as outras duas fases, concluiu-se que as ranhuras de mudança de pólo são as indicadas na Fig. 11.

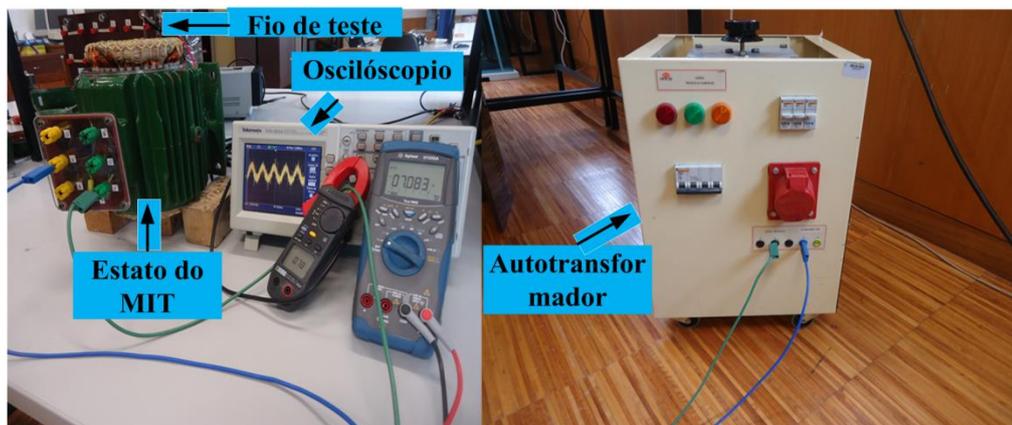


Fig. 10 – Bancada de montagem para realização do teste da identificação das ranhuras da inversão do pólo.

Na Fig. 12 é apresentado o esquema dos enrolamentos estatóricos do motor usado nos ensaios experimentais.

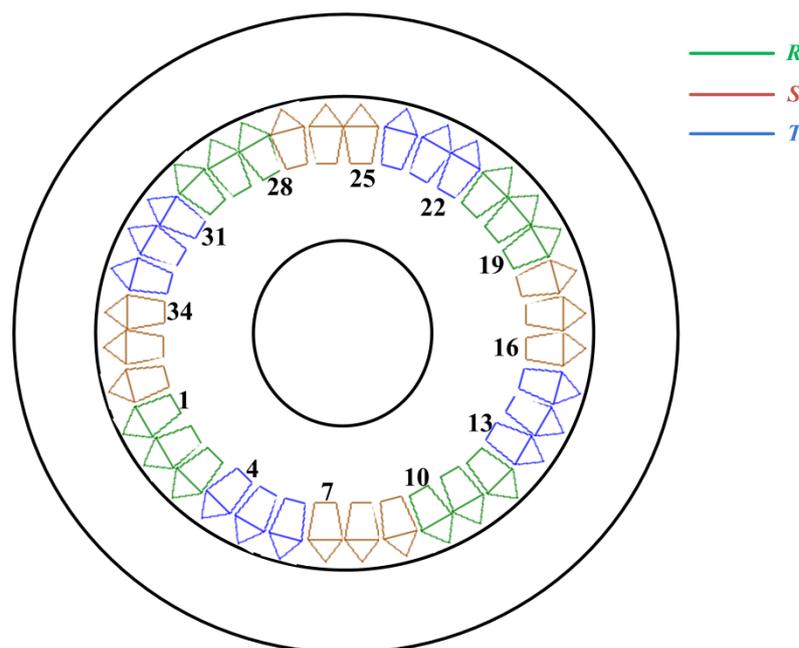


Fig. 11 – Ranhuras de mudança de pólo de cada uma das fases.

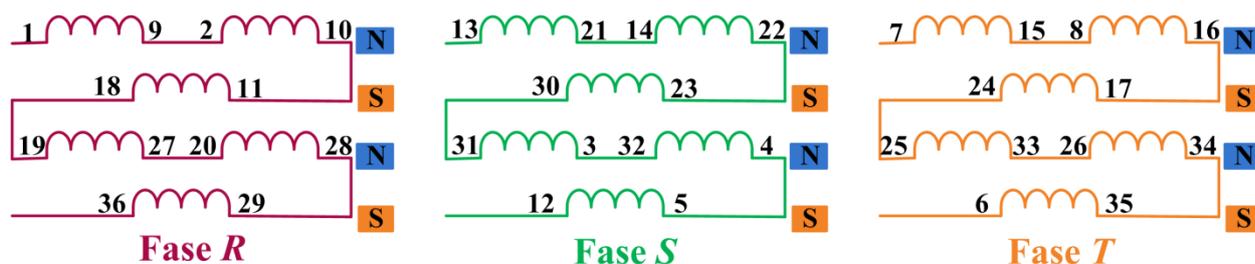


Fig. 12 – Esquema dos enrolamentos estáticos do motor usado nos ensaios experimentais.

De acordo com a distribuição dos enrolamentos da Fig. 12¹⁰, na Fig. 13 são ilustrados os conjuntos de lâminas onde o fluxo magnético é máximo em cada uma das fases. É importante salientar que a numeração dos conjuntos de lâminas foi feita de acordo com a numeração das ranhuras.

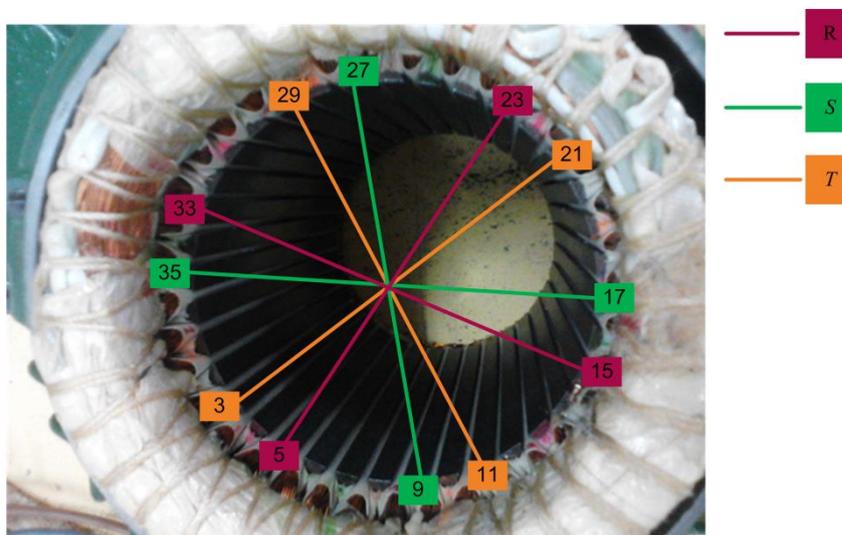


Fig. 13 – Conjunto de lâminas de fluxo máximo em cada uma das fases.

2.4.2 Método para Introdução de Avarias no Núcleo

A avaria no núcleo estático reflete-se no aumento das correntes induzidas. Logo, uma forma de avariar o núcleo é fazer com que num determinado conjunto de lâminas circulem correntes induzidas superiores àquelas que circulam em condições normais de funcionamento. Isto consegue-se inserindo um material condutor nos dentes das duas ranhuras adjacentes a este conjunto de lâminas, por forma a criar um caminho fechado por onde as correntes induzidas podem circular [23], tal como ilustra a Fig. 14(b).

O material usado para curto-circuitar as lâminas do núcleo estático deve por um lado ser um excelente condutor, por forma a fornecer a mínima resistência possível à circulação das correntes induzidas, e, por outro lado, não deve interferir na distribuição do fluxo magnético. Sendo assim

¹⁰ O fluxo é máximo no ponto médio de cada uma das bobinas (eixo magnético).

o cobre é o material mais indicado para gerar uma avaria não destrutiva no núcleo, por ser um excelente condutor e por se tratar de um material diamagnético.

A Fig. 14, de caráter elucidativo, ilustra o processo usado para curto-circuitar as lâminas do núcleo estático, usando chapas de cobre. Na Fig. 14(a) é apresentada uma parte do núcleo estático, onde são identificadas as ranhuras, os conjuntos de lâminas e os dentes das ranhuras. Tal como sucedeu anteriormente, a numeração dos conjuntos de lâminas foi feita de acordo com a numeração das ranhuras. Por exemplo, para curto-circuitar o conjunto de lâminas, identificado como 5 na Fig. 14(a), foram inseridas duas chapas de cobre nos dentes das ranhuras 4 e 5 (Fig. 14(b)). A razão da inserção das duas chapas de cobre para curto-circuitar um conjunto de lâminas deve-se ao facto de que neste caso as correntes induzidas nesse conjunto de lâminas são superiores àquelas obtidas com apenas uma chapa de cobre.

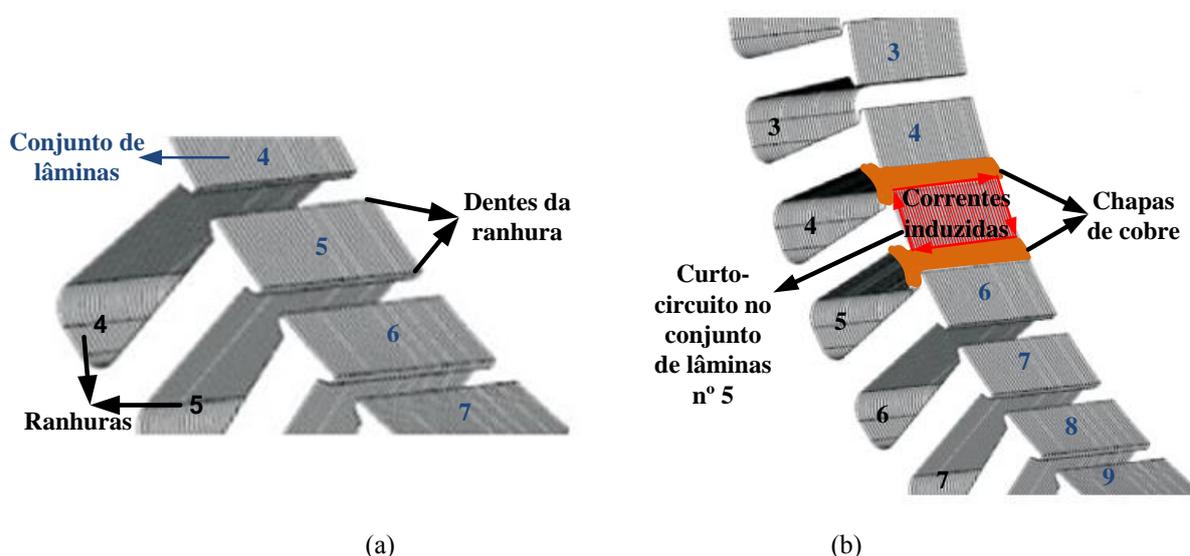


Fig. 14 – Processo usado para curto-circuitar um conjunto de lâminas: (a) identificação das ranhuras, conjunto de lâminas e dentes das ranhuras; (b) Curto-circuito no conjunto de lâminas nº 5 [23].

Para os ensaios experimentais foi adquirida uma chapa de cobre de 22 cm de comprimento, 6 mm de largura e 2mm de espessura (Fig. 15(a)), sendo posteriormente cortada e apalmada por forma a adquirir uma dimensão¹¹ capaz de ser inserida entre as ranhuras do núcleo estático, Fig. 15(b). Ainda na Fig. 15(b), as chapas de cobre são numeradas em função das ranhuras onde vão ser inseridas. Neste caso, os conjuntos de lâminas a serem curto-circuitados são o 5 (chapas de cobre nos dentes das ranhuras 4 e 5) e o 23 (chapas de cobre nos dentes das ranhuras 22 e 23).

¹¹ Deve referir-se que a dimensão das chapas, após cortadas e apalmadas, não são iguais, devido à irregularidade do espaço existentes entre as ranhuras. As chapas de cobre foram inseridas no lado de ataque e na parte traseira do motor, por forma a curto-circuitar o máximo comprimento possível de um conjunto de lâminas.

Estes conjuntos foram os escolhidos por serem aqueles onde o fluxo na fase R é máximo, de acordo com a Fig. 12.

A Fig. 16 apresenta a disposição das chapas de cobre nos dentes das ranhuras do motor para curto-circuitar os conjuntos de lâminas 5 e 23



Fig. 15 – Chapa de cobre usada para curto circuitar as lâminas do núcleo estático: (a) chapa original; (b) chapa após o rearranjo em função da dimensão da ranhura correspondente.

Após curto-circuitar os conjuntos de lâminas foi realizado o teste do fluxo nominal¹² ao motor, e com uma camera térmica foi obtida imagem apresentada na Fig. 17 passado 20 minutos após o início do teste. Nesta figura, é possível observar o aparecimento de ponto quente no conjunto de lâminas curto-circuitado, nº 5, validando assim o método da inserção da avaria e o teste do fluxo nominal na detecção dessa avaria.

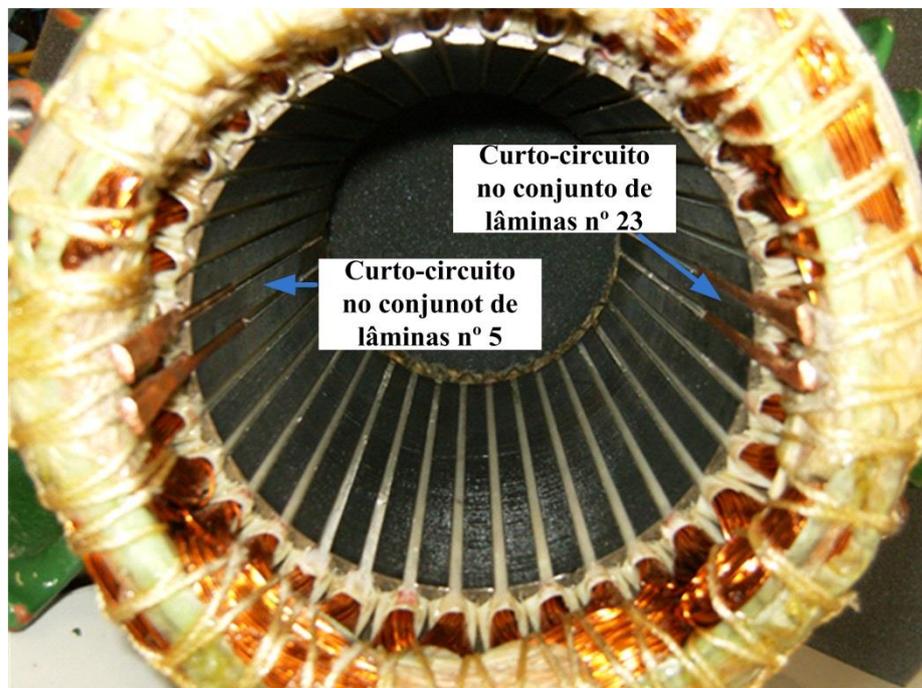


Fig. 16 – Curto-circuito nos conjuntos de lâminas 5 e 23 do núcleo estático do motor de indução trifásico usado nos ensaios experimentais.

¹² No Anexo I é apresentado os procedimentos e o esquema de montagem para a realização do teste de fluxo nominal.

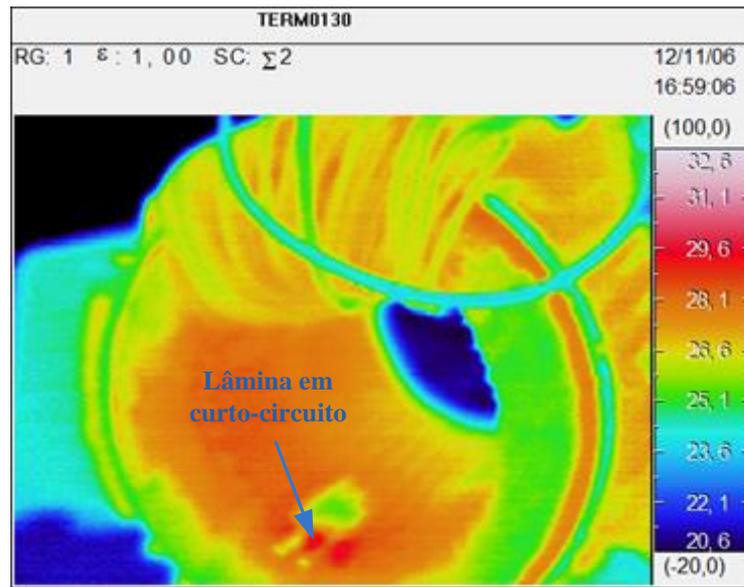


Fig. 17 – Imagem da câmara térmica obtida durante o teste do fluxo nominal.

Além do teste de fluxo nominal, foi, também, realizado o teste de separação das perdas¹³ ao motor onde foi verificado que na presença da avaria as perdas no ferro aumentam de 24W.

¹³ Os resultados do teste de separação das perdas são apresentados no Anexo II.

3 | Modelo de Simulação Computacional

Este capítulo é dedicado ao desenvolvimento de um modelo de simulação computacional que permita o estudo de avarias no circuito magnético estatórico de motores de indução trifásicos. O modelo em causa servirá de base para a análise do comportamento do motor na presença deste tipo de avarias, permitindo ainda, posteriormente, o desenvolvimento e aplicação de alguns métodos de diagnóstico das mesmas.

É possível encontrar na literatura inúmeros modelos de simulação computacional capazes de descrever o funcionamento do motor de indução trifásico, sendo que a grande maioria tem por base as equações do motor em eixos $d-q-0$. Este fato limita a formulação matemática do motor aqui pretendida, visto que um dos pressupostos dos modelos baseados em componentes $d-q-0$ é a inexistência de perdas no ferro. Sendo assim, foi aqui desenvolvido um modelo matemático do motor de indução trifásico em variáveis $a-b-c$ capaz de modelar o motor de indução trifásico incluindo as perdas no ferro.

Numa primeira fase, a formulação matemática do modelo é feita encarando o estator como tendo m_i circuitos elementares ¹⁴ (estacionários) e o rotor (do tipo bobinado com os terminais curto-circuitados) como tendo 3 circuitos elementares rodando a uma velocidade Ω_m , ambos acoplados magneticamente (modelo $m_i - 3$). Posteriormente proceder-se-á à interligação destes circuitos elementares, de modo a serem eliminadas as variáveis linearmente dependentes, reduzindo desta forma o número de incógnitas do sistema de equações diferenciais que será necessário resolver [5].

Ao longo deste capítulo será apresentada a dedução matemática do modelo $m_i - 3$, que permitirá obter o modelo de simulação do motor de indução trifásico, incluindo as perdas no ferro do motor.

¹⁴ Neste contexto entende-se por circuitos elementares todo o conjunto formado por uma indutância em série com uma resistência ou apenas por uma indutância (caso da indutância de magnetização).

3.1 Modelo $m_i - 3$ do Motor de Indução Trifásico com Perdas no Ferro

3.1.1 Equações Relativas aos Circuitos Estatóricos

As Figs. 18(a) e 18(b) ilustram as correntes dos circuitos e as correntes das malhas¹⁵ relativos ao modelo do estator do motor de indução trifásico para as ligações dos enrolamentos em triângulo e estrela, respetivamente. Ainda na Fig. 18, pode observar-se que os enrolamentos estatóricos, representados pelas letras a , b e c , são alimentados por uma fonte de tensão trifásica equilibrada com tensões simples dadas por U_R , U_S e U_T .

Com base na Fig. 18 e admitindo que a posição angular do rotor relativamente ao estator é θ_e , as equações relativas aos circuitos estatóricos são descritas da seguinte forma:

$$u_{sc1} = R_s i_{sc1} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{cs1} \quad (3.1)$$

$$u_{sc2} = L_{sr} \frac{d}{dt} \left[\cos(\theta_e) i_{rc1} + \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) i_{rc2} + \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) i_{rc3} \right] + \frac{d}{dt} (L_{ms} i_{sc2} + M_s i_{sc5} + M_s i_{sc8}) \quad (3.2)$$

$$u_{sc3} = R_{fea} i_{sc3} + L_{pa} \frac{d}{dt} i_{sc3} \quad (3.3)$$

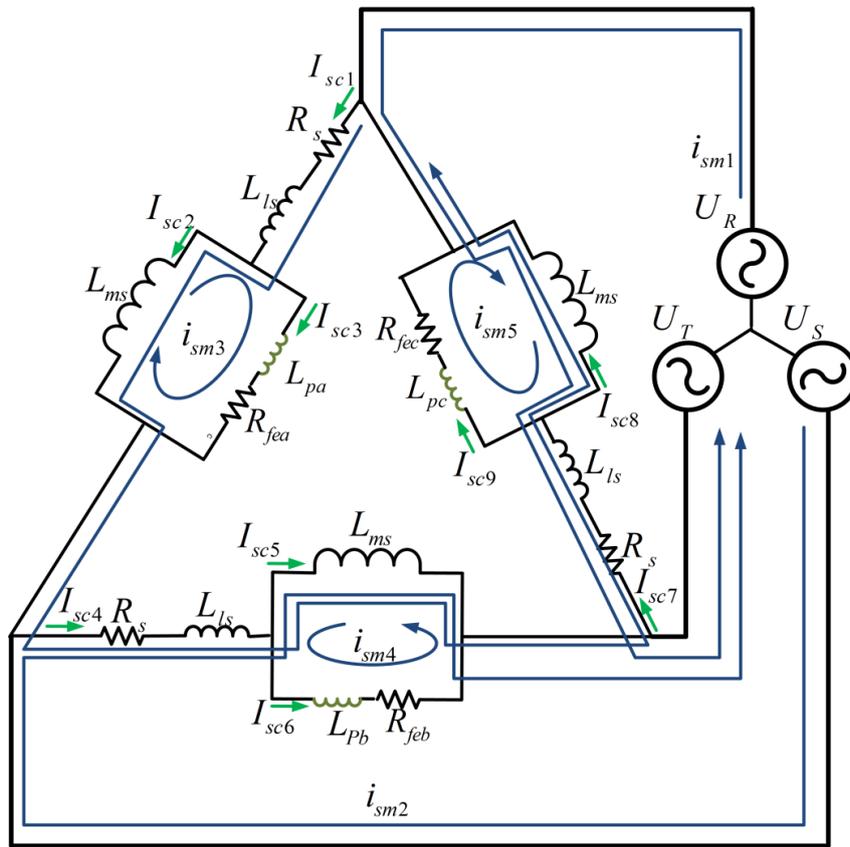
$$u_{sc4} = R_s i_{sc4} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{cs4} \quad (3.4)$$

$$u_{sc5} = L_{sr} \frac{d}{dt} \left[\cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) i_{rc1} + \cos(\theta_e) i_{rc2} + \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) i_{rc3} \right] + \frac{d}{dt} (M_s i_{sc2} + L_{ms} i_{sc5} + M_s i_{sc8}) \quad (3.5)$$

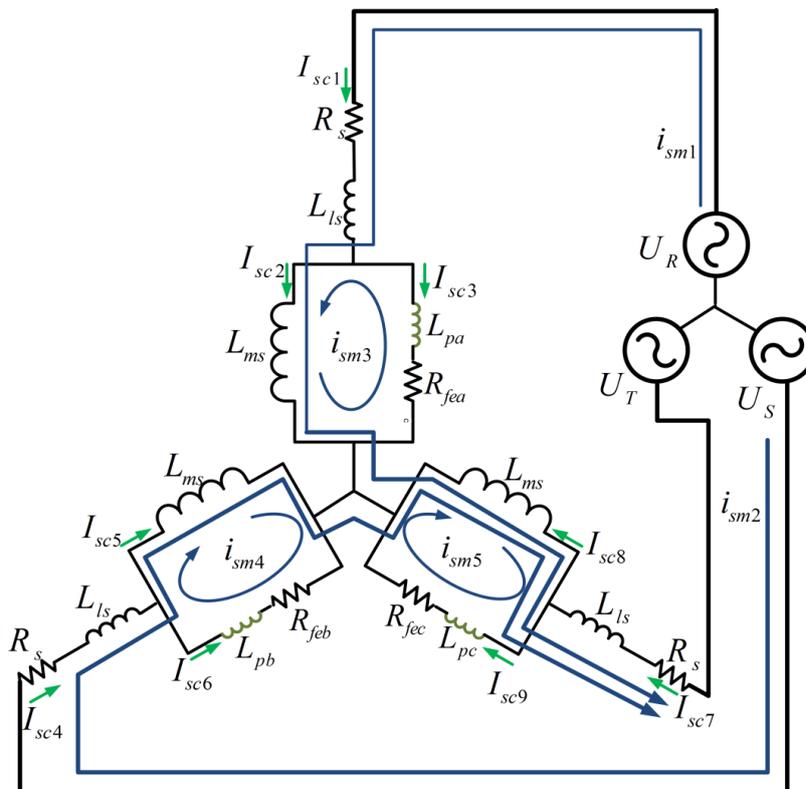
$$u_{sc6} = R_{feb} i_{sc6} + L_{pb} \frac{d}{dt} i_{sc6} \quad (3.6)$$

$$u_{sc7} = R_s i_{sc7} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{cs7} \quad (3.7)$$

¹⁵ São as correntes que permitem interligar os circuitos, de modo a serem eliminadas as variáveis linearmente dependentes.



(a)



(b)

Fig. 18 – Representação das correntes dos circuitos e das malhas do modelo do estator do motor para a ligação dos enrolamentos em: (a) triângulo; (b) estrela.

$$u_{sc8} = L_{sr} \frac{d}{dt} \left[\cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3})i_{rc1} + \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3})i_{rc2} + \cos(\theta_e)i_{rc3} \right] + \frac{d}{dt} (M_s i_{sc2} + M_s i_{sc5} + L_{ms} i_{sc8}) \quad (3.8)$$

$$u_{sc9} = R_{fec} i_{sc9} + L_{pc} \frac{d}{dt} i_{sc9} \quad (3.9)$$

Por forma a reduzir o número de equações no modelo de simulação, as equações (3.1) à (3.9) foram reescritas sob forma matricial da seguinte forma:

$$[U_{sc}] = [R_{sc}] [I_{sc}] + [L_{sc}] \frac{d}{dt} [I_{sc}] + \frac{d}{dt} [M_{src}] [I_{rc}], \quad (3.10)$$

com

$$[U_{sc}] = [u_{sc1}, u_{sc2}, \dots, u_{sc9}]^T \quad (3.11)$$

$$[I_{sc}] = [i_{sc1}, i_{sc2}, \dots, i_{sc9}]^T \quad (3.12)$$

$$[I_{rc}] = [i_{rc1} \ i_{rc2} \ i_{rc3}]^T, \quad (3.13)$$

onde $[U_{sc}]_{9 \times 1}$ e $[I_{sc}]_{9 \times 1}$ representam vetores coluna das tensões e das correntes dos circuitos elementares estáticos, respetivamente. $[I_{rc}]_{3 \times 1}$ é o vetor coluna das correntes dos circuitos rotóricos.

A matriz $[R_{sc}]_{9 \times 9}$ é constituída pelas resistências elétricas dos enrolamentos estáticos e resistência das perdas no ferro associadas a cada fase.

$$[R_{sc}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{fea} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{feb} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{fe} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

A matriz $[L_{sc}]_{9 \times 9}$ contém as indutâncias de fugas, as indutâncias de magnetização, as indutâncias mútuas dos circuitos elementares estáticos e as indutâncias L_p associadas a cada

fase, introduzidas para garantir a inversão da matriz $[L_{sc}]$ ¹⁶. Dado que indutância L_p não deve interferir nos resultados obtidos, foi considerado que o seu valor é cerca de 0.0006 % da resistência da perda no ferro da respetiva fase.

$$[L_{sc}] = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ms} & 0 & 0 & M_s & 0 & 0 & M_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{pa} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_s & 0 & 0 & L_{ms} & 0 & 0 & M_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{pb} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{pc} & 0 & 0 \\ 0 & M_s & 0 & 0 & M_s & 0 & 0 & L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{pc} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Por último, a matriz $[M_{src}]_{9 \times 3}$ é composta pelas indutâncias mútuas entre cada um dos circuitos elementares estatóricos e cada um dos circuitos dos enrolamentos rotóricos:

$$[M_{src}] = M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.16)$$

onde M_{sr} representa o valor máximo da indutância mútua entre os enrolamentos estatóricos e rotóricos.

A equação (3.10), pode ainda ser reescrita da seguinte forma:

$$[U_{sc}] = [R_{sc}][I_{sc}] + [L_{sc}] \frac{d}{dt}[I_{sc}] + [M_{src}] \frac{d}{dt}[I_{rc}] + [I_{rc}] \frac{d}{dt}[M_{src}] \quad (3.17)$$

Em (3.17) pode ver-se que no termo $[I_{rc}] \frac{d}{dt}[M_{src}]$ existe uma derivada em ordem ao tempo, ao passo que os elementos da matriz $[M_{src}]$ variam com a posição angular elétrica do rotor θ_e . Por forma a obter uma derivada em ordem a θ_e , multiplica-se e divide-se este termo por $d\theta_e$, resultando:

¹⁶ A inversão da matriz será necessária para a convergência do modelo.

$$[I_{rc}] \frac{d}{dt} [M_{src}] = [I_{rc}] \frac{d\theta_e}{d\theta_e} \frac{d}{dt} [M_{src}] \quad (3.18)$$

Por outro lado, sabe-se que a posição angular elétrica do rotor se relaciona com a velocidade angular mecânica do rotor, Ω_m , e com o número de pares de pólos do motor, p_p , através da equação:

$$\frac{d\theta_e}{dt} = p_p \Omega_m \quad (3.19)$$

Substituindo (3.19) em (3.18) e por último em (3.17), as equações elétricas dos circuitos estatóricos ficam definidas na sua totalidade da seguinte forma:

$$[U_{sc}] = [R_{sc}] [I_{sc}] + [L_{sc}] \frac{d}{dt} [I_{sc}] + [M_{src}] \frac{d}{dt} [I_{rc}] + p_p \Omega_m [I_{rc}] \frac{d}{d\theta_e} [M_{src}], \quad (3.20)$$

com

$$\frac{d}{d\theta_e} [M_{src}] = L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e) \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

3.1.2 Equações Relativas aos Circuitos Rotóricos

Na Fig. 19, são apresentadas as diferentes correntes dos circuitos e das malhas do modelo do rotor. Esta serve de base para a formulação matemática das equações relativas ao modelo do rotor.

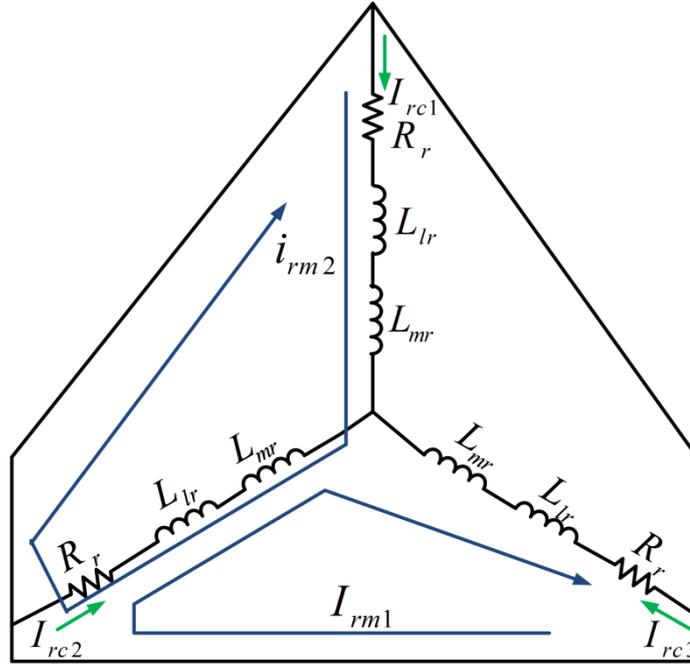


Fig. 19 – Representação das correntes dos circuitos e das malhas do modelo do rotor.

Analisando a Fig. 19, as equações relativas aos circuitos rotóricos são descritas da seguinte forma:

$$u_{rc1} = R_r i_{rc1} + \frac{d}{dt} [(L_{lr} + L_{mr}) i_{rc1} + M_r i_{rc2} + M_r i_{rc3}] + \frac{d}{dt} M_{sr} \left[\cos(\theta_e) i_{sc2} + \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) i_{sc5} + \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) i_{sc8} \right] \quad (3.22)$$

$$u_{rc2} = R_r i_{rc2} + \frac{d}{dt} [M_r i_{rc1} + (L_{lr} + L_{mr}) i_{rc2} + M_r i_{rc3}] + \frac{d}{dt} M_{sr} \left[\cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) i_{sc2} + \cos(\theta_e) i_{sc5} + \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) i_{sc8} \right] \quad (3.23)$$

$$u_{rc3} = R_r i_{rc3} + \frac{d}{dt} [M_r i_{rc1} + M_r i_{rc2} + (L_{lr} + L_{mr}) i_{rc3}] + \frac{d}{dt} M_{sr} \left[\cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) i_{sc2} + \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) i_{sc5} + \cos(\theta_e) i_{sc8} \right] \quad (3.24)$$

Agrupando (3.22) – (3.24), e reescrevendo-as sob a forma matricial, resulta:

$$[U_{rc}] = [R_{rc}] [I_{rc}] + [L_{rc}] \frac{d}{dt} [I_{rc}] + \frac{d}{dt} ([M_{rsc}] [I_{sc}]), \quad (3.25)$$

com

$$[U_{rc}] = [u_{rc1} \quad u_{rc2} \quad u_{rc3}]^T \quad (3.26)$$

$$[I_{rc}] = [i_{rc1} \ i_{rc2} \ i_{rc3}]^T, \quad (3.27)$$

em que $[U_{rc}]_{3 \times 1}$ e $[I_{rc}]_{3 \times 1}$ representam os vetores das tensões e das correntes dos circuitos rotóricos respetivamente.

A matriz diagonal $[R_{rc}]_{3 \times 3}$ contém as resistências elétricas dos circuitos rotóricos

$$[R_{rc}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

A matriz $[L_{rc}]_{3 \times 3}$ é composta pelas indutâncias próprias e mútuas de cada um dos circuitos elementares rotóricos:

$$[L_{rc}] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & M_r & M_r \\ M_r & L_{lr} + L_{mr} & M_r \\ M_r & M_r & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}. \quad (3.29)$$

A matriz $[M_{rsc}]_{3 \times 9}$ é constituída pelas indutâncias mútuas entre os circuitos rotóricos e os circuitos estatóricos

$$[M_{rsc}] = M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & \cos(\theta_e) & 0 & 0 & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ 0 & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & \cos(\theta_e) & 0 & 0 & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ 0 & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 & \cos(\theta_e) & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

Dado que $[M_{rsc}] = [M_{src}]^T$, e usando o mesmo raciocínio proposto em (3.18) e (3.19) as equações relativas aos circuitos rotóricos ficam definidas na sua plenitude da seguinte forma:

$$[U_{rc}] = [R_{rc}][I_{rc}] + [L_{rc}] \frac{d}{dt}[I_{rc}] + [M_{src}]^T \frac{d}{dt}[I_{sc}] + p_p \Omega_m [I_{sc}] \left[\frac{d}{d\theta_e} [M_{src}] \right]^T \quad (3.31)$$

Por forma a obter um modelo mais compacto, as equações (3.20) e (3.31) foram agrupadas num sistema de equações, obtendo o seguinte resultado:

$$\begin{bmatrix} [U_{sc}] \\ [U_{rc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{sc}] & [0] \\ [0] & [R_{rc}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sc}] \\ [I_{rc}] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [L_{sc}] & [M_{src}] \\ [M_{rsc}] & [L_{rc}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sc}] \\ [I_{rc}] \end{bmatrix} + p_p \Omega_m \frac{d}{d\theta_e} \begin{bmatrix} [0] & [M_{src}] \\ [M_{rsc}] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{sc}] \\ [I_{rc}] \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

3.1.3 Binário Eletromagnético Desenvolvido pelo Motor

Para que o sistema de equações descrita em (3.32) seja possível de se resolver, é necessário que o número de equações seja igual ao número de incógnitas. As duas equações adicionais são as de movimento, sendo que uma delas (posição angular elétrica do rotor θ_e) já foi definida em (3.19) e a outra (velocidade angular mecânica de rotação do rotor – Ω_m) é definida em função do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor, através da equação de movimento, dada por:

$$T_{em} - T_{carga} = J_m \frac{d\Omega_m}{dt} + B_m \Omega_m \quad (3.33)$$

onde

T_{em} – Binário eletromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)

T_{carga} – Binário da carga acoplado ao motor (Nm)

J_m – Momento de inércia das massas girantes (Kgm²)

B_m – Coeficiente de atrito viscoso (Nms/rad)

Ω_m – Velocidade angular mecânica de rotação do rotor (rad/s).

Por sua vez, o binário eletromagnético desenvolvido pelo motor pode ser obtido através da sua relação com a co-energia magnética W_{c0} , cuja expressão é dada por [5], [31]:

$$T_{em} = \left[\frac{d}{d\theta_m} W_{c0} \right]_{([I_{sc}], [I_{rc}] = c^{te})} \quad (3.34)$$

Dado que um dos pressupostos da validade do modelo aqui desenvolvido é a não existência de saturação magnética, a co-energia é igual à energia magnética armazenada, sendo a expressão dada por [5, 31]:

$$W_{c0} = \frac{1}{2} \left([I_{sc}]^T [L_{sc}] [I_{sc}] + [I_{sc}]^T [M_{src}] [I_{rc}] + [I_{rc}]^T [M_{rsc}] [I_{sc}] + [I_{rc}]^T [L_{rc}] [I_{rc}] \right) \quad (3.35)$$

Substituindo a equação (3.35) em (3.34) e tendo em conta a que a derivada das matrizes $[L_{sc}]$ e $[L_{rc}]$ é zero, visto que não dependem da posição angular mecânica θ_m , resulta:

$$T_{em} = \frac{1}{2} \frac{d}{d\theta_m} \left([I_{sc}]^T [M_{src}] [I_{rc}] + [I_{rc}]^T [M_{rsc}] [I_{sc}] \right) \quad (3.36)$$

O binário eletromagnético desenvolvido pelo motor é um escalar, e como tal os termos à direita em (3.36) são também escalares. Tendo em conta que a transposta de um escalar é o próprio escalar, que $[M_{rsc}] = [M_{src}]^T$ e que $\theta_e = p_p \theta_m$, a equação (3.36) passa a assumir a seguinte forma:

$$T_{em} = [I_{sc}]^T p_p \frac{d}{d\theta_e} [M_{src}] [I_{rc}] \quad (3.37)$$

3.1.4 Modelo de Simulação Final

De modo a reduzir o número de incógnitas do sistema (3.32), e eliminar as variáveis linearmente dependentes, procede-se à interligação dos circuitos estatóricos e dos circuitos rotóricos através das matrizes de ligação $[C_{st}]$ e $[C_{se}]$, para os circuitos estatóricos com os enrolamentos ligados em triângulo e estrela, respetivamente, e $[C_{cr}]$ para os circuitos rotóricos. Deve-se referir que com a introdução das matrizes de ligação, as equações do sistema (3.32) passam a ser definidas à custa das correntes das malhas. Os elementos das matrizes de ligação são dadas em função do sentido de circulação das correntes de malha e dos circuitos elementares, sendo 1 caso circulem no mesmo sentido, -1 no sentido oposto, e 0 caso a corrente de malha não circule pelo circuito.

Nas equações (3.38) e (3.39) estão apresentadas as matrizes de ligação dos circuitos estatóricos com os enrolamentos ligados em estrela e em triângulo, respetivamente, enquanto na equação (3.40) é apresentada a matriz de ligação dos circuitos rotóricos.

$$[C_{se}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$[C_{st}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$[C_r] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Introduzindo as matrizes de ligação no sistema definido em (3.32), resulta:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} U_{sc} \\ U_{rc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} R_{sc} & [0] \\ [0] & R_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sm} \\ I_{rm} \end{bmatrix} + \\ &\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} L_{sc} & M_{src} \\ M_{rsc} & L_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sm} \\ I_{rm} \end{bmatrix} + \\ &p_p \Omega_m \frac{d}{d\theta_e} \begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} [0] & M_{src} \\ M_{rsc} & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sm} \\ I_{rm} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.41)$$

em que $[C_s]$ é matriz de ligação dos circuitos estatóricos, com $[C_s] = [C_{se}]$ para o caso dos enrolamentos serem ligados em estrela e $[C_s] = [C_{st}]$ para o caso dos enrolamentos serem ligados em triângulo.

Analisando as Figs. 17 e 18 e a equação (3.41), pode observar-se que com a introdução das matrizes de ligação, as equações passaram a ser descritas em função das tensões e das correntes de malha, visto que:

$$\begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} U_{sc} \\ U_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{sm} \\ U_{rm} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

$$\begin{bmatrix} I_{sc} \\ I_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_s \\ C_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sm} \\ I_{rm} \end{bmatrix}, \quad (3.43)$$

em que $[U_{sm}]$ e $[U_{rm}]$ são vetores das tensões de malha dos enrolamentos estatóricos e rotóricos respetivamente, enquanto $[I_{sm}]$ e $[I_{rm}]$ são as correntes de circulação das malhas dos enrolamentos estatóricos e rotóricos, respetivamente. As tensões das malhas são dadas por $[U_{sm}] = [U_{RT} \quad U_{ST} \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$ para uma ligação em estrela dos enrolamentos estatóricos e por $[U_{sm}] = [U_{RT} \quad U_{ST} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$ para uma ligação em triângulo dos enrolamentos estatóricos. $[U_{rm}] = [0 \quad 0]^T$, visto que os enrolamentos rotóricos estão curto-circuitados.

3.2 Validação do Modelo

Por forma a validar o modelo matemático desenvolvido, este foi implementado em ambiente Matlab/Simulink®¹⁷, tendo sido simulado um motor de indução trifásico de 3 kW, 380 V, 6.26 A, 50 Hz, 1430 rpm, de características idênticas ao usado nos ensaios laboratoriais¹⁸.

Com base nos resultados dos ensaios económicos realizados ao motor e em alguns ajustes feitos nos parâmetros obtidos por essa via, foram usados os seguintes parâmetros no modelo desenvolvido:

Tabela 1 – Parâmetros do motor usado no modelo de simulação.

L_{ls} (mH)	L_{ms} (H)	L_{sr} (H)	M_s (H)	R_s (Ω)	R_{fe} (Ω)	L_{lr} (mH)	L_{mr} (H)	M_r (H)	R_r (Ω)
40	0.42	0.42	-0.21	3.79	3371	33.33	0.42	-0.21	5

Ainda nos parâmetros usados no modelo do motor, foi considerado que a razão de transformação estator-rotor é de 1 ($r=1$) e, de acordo com os dados do fabricante, foi considerado que $p_p=2$ e $J_m = 0.012 \text{ Kgm}^2$.

Nos ensaios realizados, experimentais e de simulação computacional, os enrolamentos estatóricos do motor foram ligados em triângulo, alimentados por uma tensão composta de 380 V.

¹⁷ No anexo III são apresentados os principais diagramas de blocos implementados em Simulink, relativos às principais equações do modelo desenvolvido.

¹⁸ Podem ser encontradas no Anexo IV as características mais relevantes do motor de 3 kW usado nos ensaios laboratoriais. Ainda no Anexo IV, são apresentadas os dados recolhidos durante a realização do ensaio em vazio e com o rotor travado do motor, por forma a determinar os parâmetros do mesmo.

Numa primeira abordagem, foram adquiridos os resultados de simulação relativos ao arranque do motor, assim como ilustra a Fig. 20.

Relativamente aos resultados obtidos na situação do arranque do motor, pode verificar-se que qualitativamente são idênticos àqueles habitualmente documentados [25].

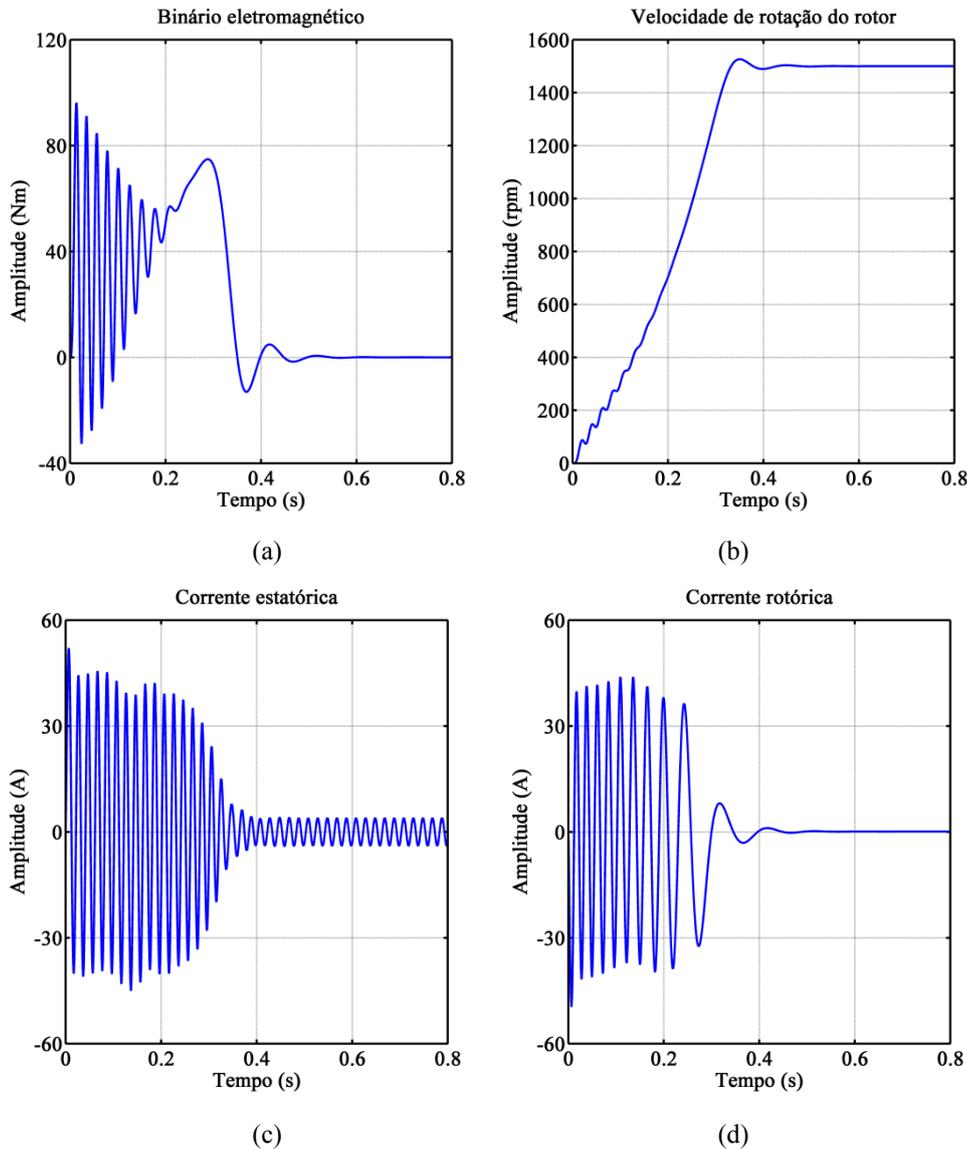


Fig. 20– Resultados obtidos com o modelo de simulação computacional relativos ao arranque do motor em vazio:
 (a) binário eletromagnético; (b) velocidade de rotação do rotor; (c) corrente estática; (d) corrente rotórica.

Os resultados obtidos por simulação computacional foram confrontados com os resultados experimentais¹⁹ para duas situações distintas de funcionamento do motor. Numa primeira fase, o motor foi testado sem avarias para uma velocidade de rotação de 1470 rpm (Fig. 21). De seguida, o ensaio foi realizado na presença de curto-circuito no conjunto de lâminas indicado como número 5 na Fig. 13, com o rotor a rodar também a 1470 rpm (Fig. 22).

¹⁹ No Anexo V é apresentado o esquema de montagem para a obtenção dos resultados experimentais.

Na simulação computacional, o curto-circuito foi simulado reduzindo a resistência de perdas no ferro R_{fe} . Para simular o curto-circuito num conjunto de lâminas onde o fluxo é máximo numa determinada fase, reduz-se R_{fe} por um determinado valor nessa fase, e nas restantes fases a redução será a metade da redução da fase onde o fluxo é máximo. Isto porque, tratando-se de um sistema trifásico, quando a tensão induzida numa fase for máxima a tensão induzida nas restantes fases será metade desse valor. A fim de simular o curto-circuito no conjunto de lâminas número 5, a resistência R_{fe} foi reduzida em 70%²⁰ na fase R e em 35% nas fases S e T

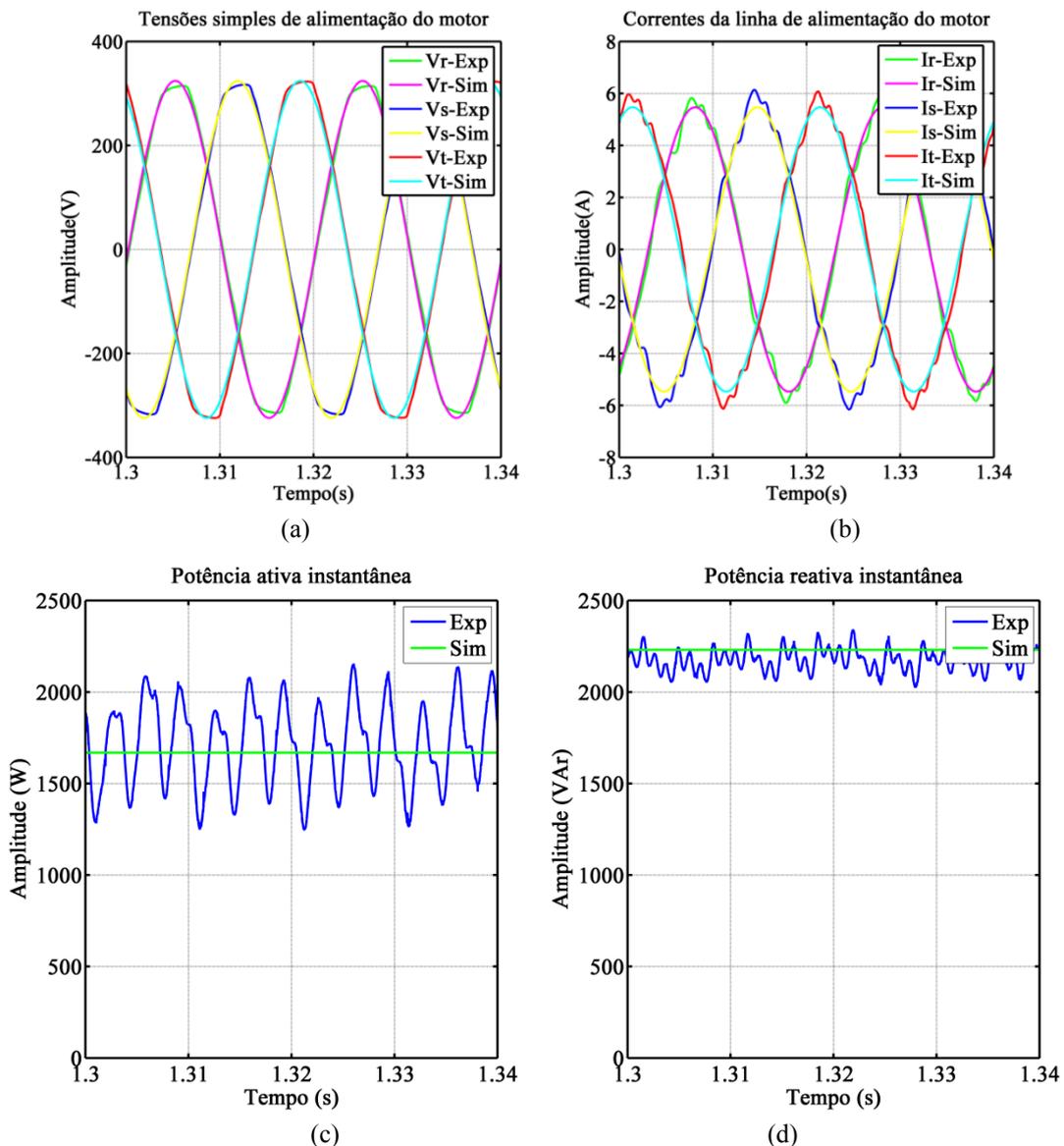


Fig. 21 – Comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional para a situação sem avaria à 1470 rpm: (a) tensões simples de alimentação do motor; (b) correntes de linha de alimentação do motor; (c) potência ativa instantânea; (d) potência reativa instantânea.

²⁰ Este valor foi escolhido por forma a que os resultados da simulação computacional sejam o mais próximo possível dos resultados experimentais.

Ao longo da dissertação, quando se referir avaria na fase *R*, tal significa que a avaria foi inserida nos conjuntos de lâminas onde a tensão induzida é máxima na fase *R*.

As Figs. 21 e 22 ilustram as formas de onda, no domínio do tempo, das principais variáveis elétricas (tensão, corrente, potências instantâneas ativa e reativa) do motor de indução trifásico, quando este tiver a rodar à 1470 rpm, obtidas por simulação computacional e ensaios experimentais para as situações de funcionamento sem e com avaria, respetivamente. Nestes, pode observar-se que existe um conjunto variado de harmónicos nos resultados experimentais, devido às imperfeições do sistema de tensões de alimentação e das assimetrias residuais inerentes ao motor. É pertinente salientar que o sistema de tensões de alimentação do motor, usado nos ensaios experimentais, continha um quinto e um sétimo harmónico cujas amplitudes representavam, respetivamente, 2.23 % e 1.34 % do valor da amplitude do termo fundamental de tal sistema de tensões. Deve, ainda, referir-se que estes harmónicos não foram contemplados na simulação computacional, e que o motor foi considerado perfeitamente simétrico na ausência de avarias. A menos das distorções harmónicas, pode-se dizer que há uma muito boa concordância entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional, como é comprovada pelas figuras 23 à 26.

Nas Figs. 23 e 24 podem ser observadas os espectrogramas relativos às potências instantâneas, ativas e reativas, para a situação sem e com avaria, respetivamente. Nestes, é possível verificar que, para a situação sem avaria, nos resultados de simulação computacional, as potências apresentam apenas o termo contínuo. Com a inserção da avaria, os espectrogramas das potências contêm mais um termo à frequência igual ao dobro da frequência da rede de alimentação do motor (100 Hz). Relativamente aos resultados experimentais, é possível observar que, mesmo para a situação sem avarias, as potências instantâneas contêm o termo contínuo e o termo à 100 Hz, devido as anomalias existentes na rede de alimentação e no próprio motor, referidas anteriormente. Na presença de avaria, é possível verificar um aumento da amplitude nessa frequência.

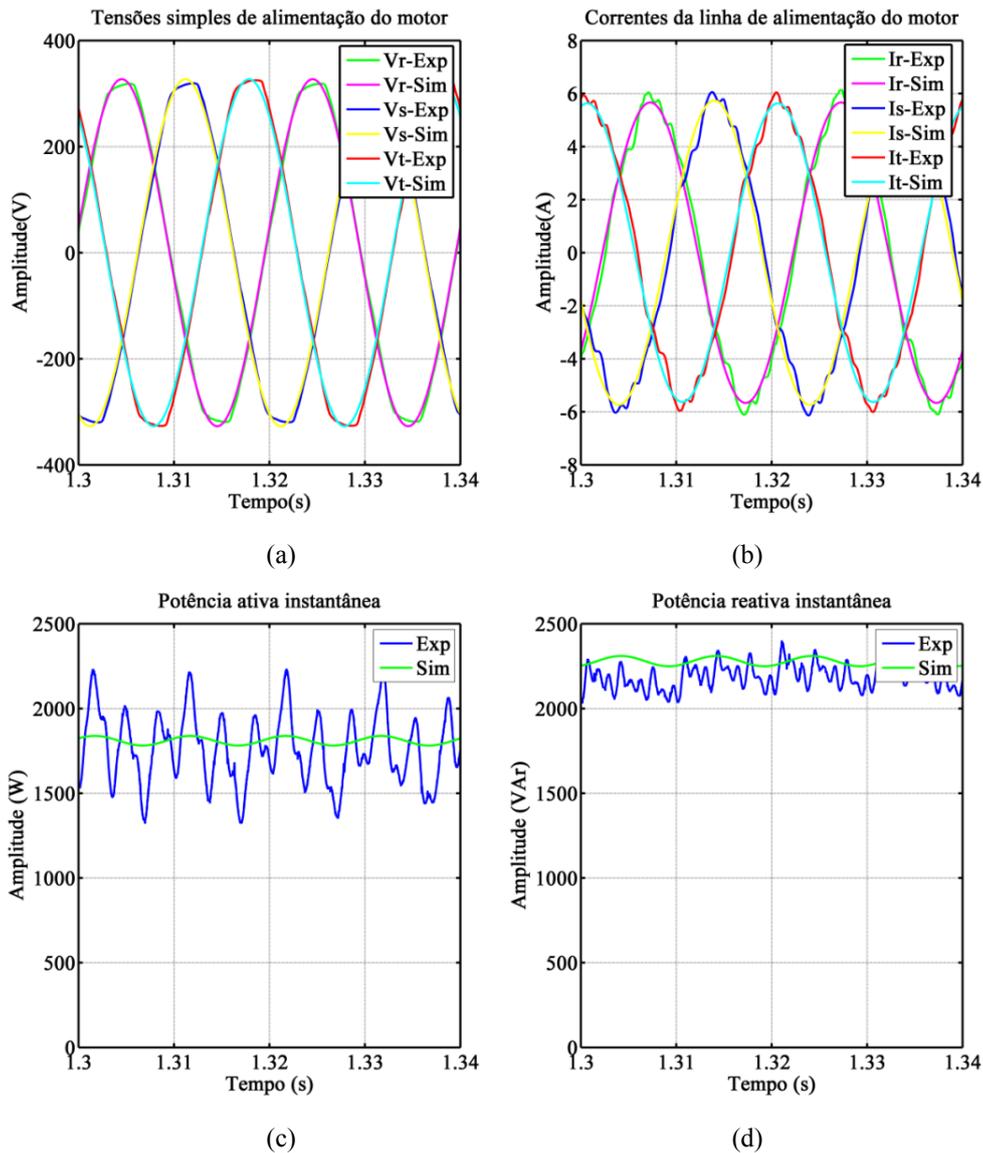


Fig. 22– Comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional para a situação com avaria (fase *R*): (a) tensões simples de alimentação do motor; (b) correntes de linha de alimentação do motor; (c) potência ativa instantânea; (d) potência reativa instantânea.

As Figs. 25 e 26 ilustram os espectrogramas das correntes de linha de alimentação do motor para a situação sem e com avaria, respetivamente. Nestas, é possível observar que há uma variação das amplitudes dos diferentes harmónicos na presença da avaria. Além disso, deve referir-se que a existência do quinto harmónico nos espectrogramas das correntes é o principal responsável pela deformação das formas de ondas das correntes obtidas experimentalmente.

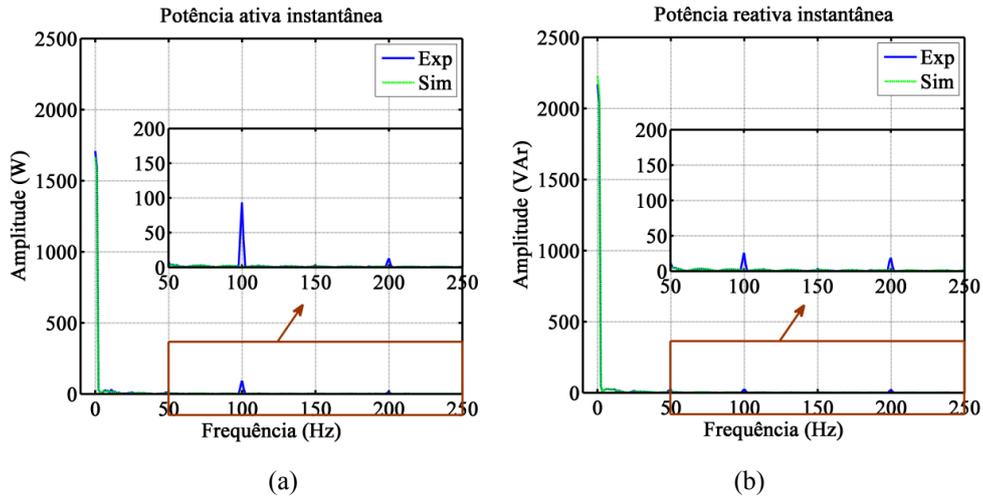


Fig. 23 – Espetrograma da comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional para a situação sem avaria: (a) potência instantânea ativa; (b) potência instantânea reativa.

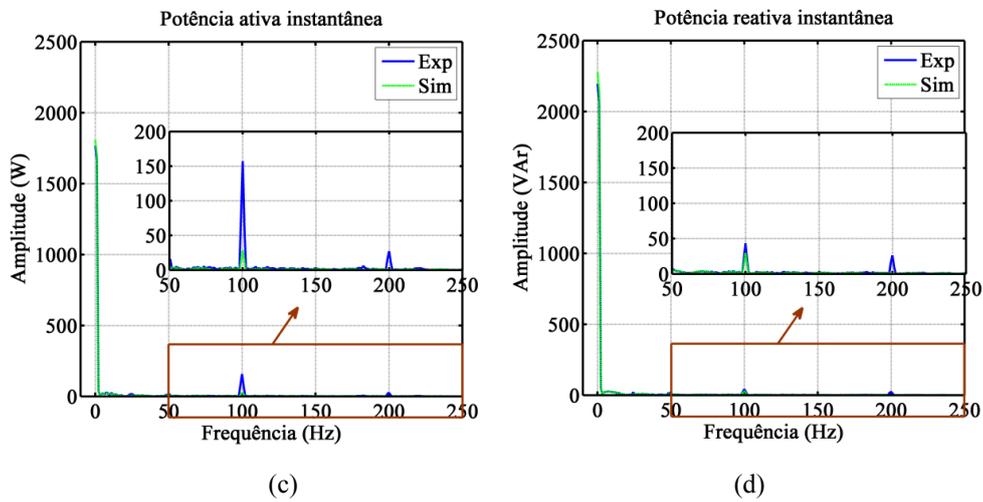


Fig. 24 – Espetrograma da comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional para a situação com avaria: (a) potência instantânea ativa; (b) potência instantânea reativa.

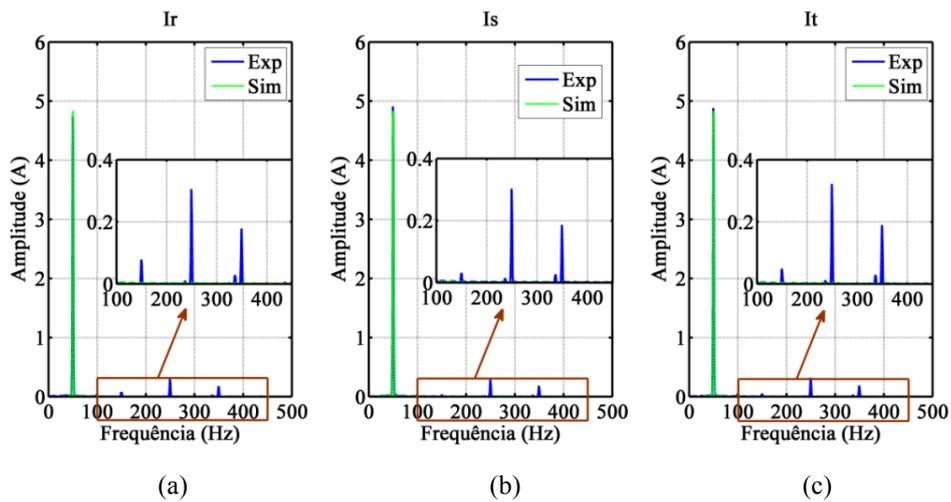


Fig. 25 – Espetrograma das correntes de linha de alimentação do motor para a situação sem avaria : (a) corrente da fase R; (b) corrente da fase S; (c) corrente da fase T.

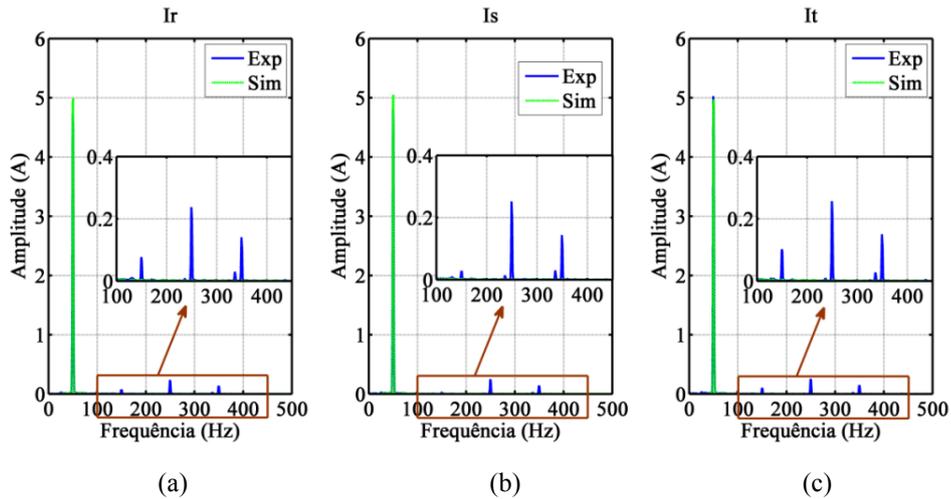


Fig. 26 – Espectrogramas das correntes de linha de alimentação do motor para a situação com avaria (fase R): (a) corrente da fase R ; (b) corrente da fase S ; (c) corrente da fase T .

Com a exceção dos harmônicos, se a comparação entre os resultados experimentais e aqueles obtidos por simulação computacional for efetuada com base nas amplitudes dos termos fundamentais (correntes de alimentação), e dos termos contínuos (potências instantâneas), a concordância entre eles é boa, atestando deste modo a validade do modelo matemático desenvolvido.

4 | Análise e Diagnóstico da Avaria

O presente capítulo é dedicado à análise do funcionamento dos motores de indução trifásicos na presença de curto-circuitos entre as lâminas do circuito magnético estatórico, quando este é ligado diretamente à rede trifásica de tensão. Serão analisadas diversas grandezas do motor, concretamente o binário eletromagnético desenvolvido, a corrente elétrica de alimentação, as potências instantâneas (ativa e reativa) e as componentes simétricas das impedâncias, por forma a estudar o efeito dessa avaria nessas grandezas.

O diagnóstico da avaria é feito recorrendo a alguns métodos de diagnósticos, bem conhecidos, existentes na literatura, nomeadamente a análise das potências elétricas instantâneas ativa e reativa, análise espectral do binário eletromagnético desenvolvido, análise espectral da corrente elétrica de alimentação do motor (incluindo os harmónicos das ranhuras do estator) e por último, não menos importante, a análise da matriz de impedâncias. Para cada um dos métodos referidos, serão apresentados alguns resultados de simulação computacional e experimental, por forma a validar a sua eficácia na deteção de avarias desta natureza.

Nos ensaios experimentais, a avaria foi introduzida curto-circuitando os conjuntos de lâminas indicados como número 5 e 23 na Fig. 13, por serem as lâminas onde o fluxo magnético é máximo na fase *R*. Inicialmente o ensaio foi realizado com o curto-circuito apenas no conjunto de lâminas número 5. De seguida, foi também curto-circuitado o conjunto número 23 ficando o motor a funcionar com o curto-circuito nos dois conjuntos de lâminas. Na simulação computacional, o curto-circuito, apenas no conjunto de lâminas número 5, foi simulado reduzindo a resistência das perdas no ferro R_{fe} em 70 % na fase *R* e 35 % nas restantes fases (*S* e *T*). Para simular o curto-circuito nos dois conjuntos de lâminas a redução foi de 85% na fase *R* e 42.5% nas restantes fases. Nos resultados experimentais, as indicações 1R e 2R significam curto-circuito apenas no conjunto de lâminas número 5 e nos conjuntos 5 e 23 respetivamente, enquanto nos resultados da simulação, tal indicação significa variação da resistência R_{fe} em 70 % na fase *R* e 35 % nas fases *S* e *T*, 85 % na fase *R* e 42.5 % nas fases *S* e *T*, respetivamente.

É importante realçar que tanto as correntes como as tensões obtidas nos ensaios experimentais foram filtradas, antes de serem analisadas, por um filtro passa-baixo de frequência de corte de 120 Hz por forma a reduzir os efeitos das distorções harmónicas nelas existentes.

4.1 Análise das Potências Elétricas Instantâneas Trifásicas Ativa e Reativa

Esta técnica é bem conhecida na análise de avarias nos motores de indução trifásico, sendo muito usada na detecção de avarias nos enrolamentos estatóricos [32], ou na detecção de avarias na gaiola rotórica [33, 34]

O princípio de diagnóstico baseia-se na análise das componentes espectrais das potências instantâneas ativa e reativa, calculadas a partir das componentes $\alpha - \beta$ das correntes e tensões de alimentação do motor, da seguinte forma [33]:

$$\begin{aligned} p &= \frac{3}{2}(u_{\alpha}i_{\alpha} + u_{\beta}i_{\beta}) \\ q &= \frac{3}{2}(u_{\alpha}i_{\beta} - u_{\beta}i_{\alpha}) \end{aligned} \quad (4.1)$$

onde, p e q representam as potências instantâneas ativa e reativa, respetivamente, u_{α} , u_{β} são as componentes $\alpha - \beta$ das tensões de alimentação do motor e i_{α} , i_{β} são as componentes $\alpha - \beta$ das correntes de alimentação do motor.

Num sistema perfeitamente equilibrado, onde as três tensões e as três correntes são simétricas, tanto a potência ativa instantânea como a reativa serão constituídas apenas por um termo DC . Na prática, os pequenos desequilíbrios inerentes a qualquer sistema de tensões de alimentação, aliados às assimetrias residuais existentes no motor, farão com que, além do termo contínuo, as potências instantâneas contenham também um conjunto de outros harmónicos. De modo semelhante, o aparecimento de uma avaria, curto-circuito entre lâminas no circuito magnético estatórico, são refletidas nas componentes alternadas das potências instantâneas ativa e reativa, principalmente aqueles que surgem ao dobro da frequência de alimentação do motor por ser uma consequência direta das assimetrias existentes no motor. O princípio de diagnóstico deste método consiste, portanto, em analisar a variação da componente espectral ao dobro da frequência de alimentação do motor em função da extensão da avaria.

4.1.1 Resultados Obtidos

A presente secção é dedicada à apresentação de um conjunto de resultados, experimentais e de simulação computacional, relativos ao uso das potências instantâneas trifásicas ativa e reativa no diagnóstico de avarias no núcleo estatórico.

As Figs. 27 e 28 ilustram os espectrogramas das potências instantâneas, ativa e reativa, para diferentes velocidades de rotação do rotor e extensão da avaria, relativos aos resultados experimentais e de simulação computacional, respetivamente. Nestas, é possível observar que, de um modo geral, os resultados de simulação computacional são concordantes com os experimentais, demonstrando uma vez mais a versatilidade do modelo desenvolvido e a precisão dos resultados através dele obtidos.

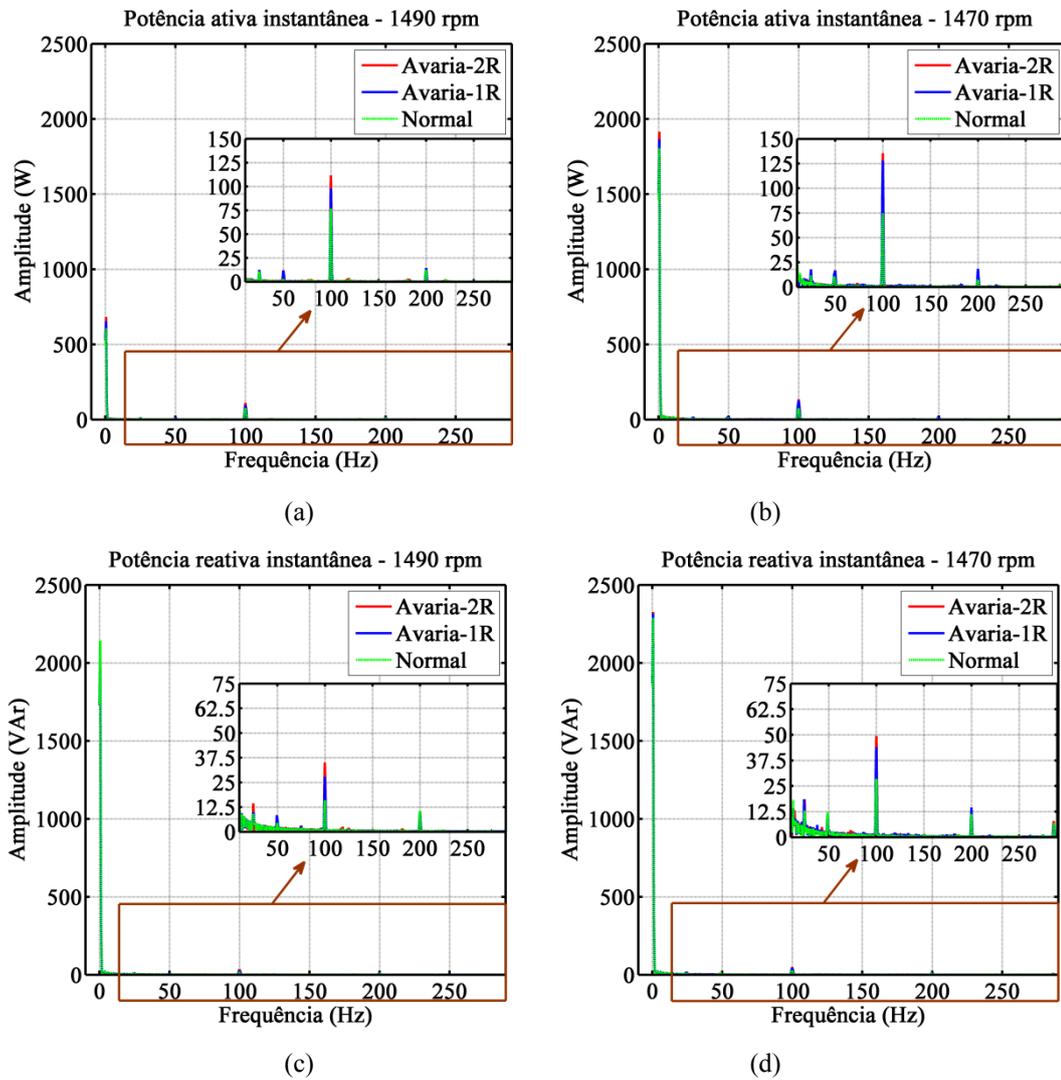


Fig. 27– Resultados experimentais relativos as potências instantâneas, ativa e reativa, para diferentes situações de avarias e de nível de carga: (a) espectrograma da potência ativa instantânea (1490 rpm); (b) espectrograma da potência ativa instantânea (1470 rpm); (c) espectrograma da potência reativa instantânea (1490 rpm); (d) espectrograma da potência reativa instantânea (1470 rpm);

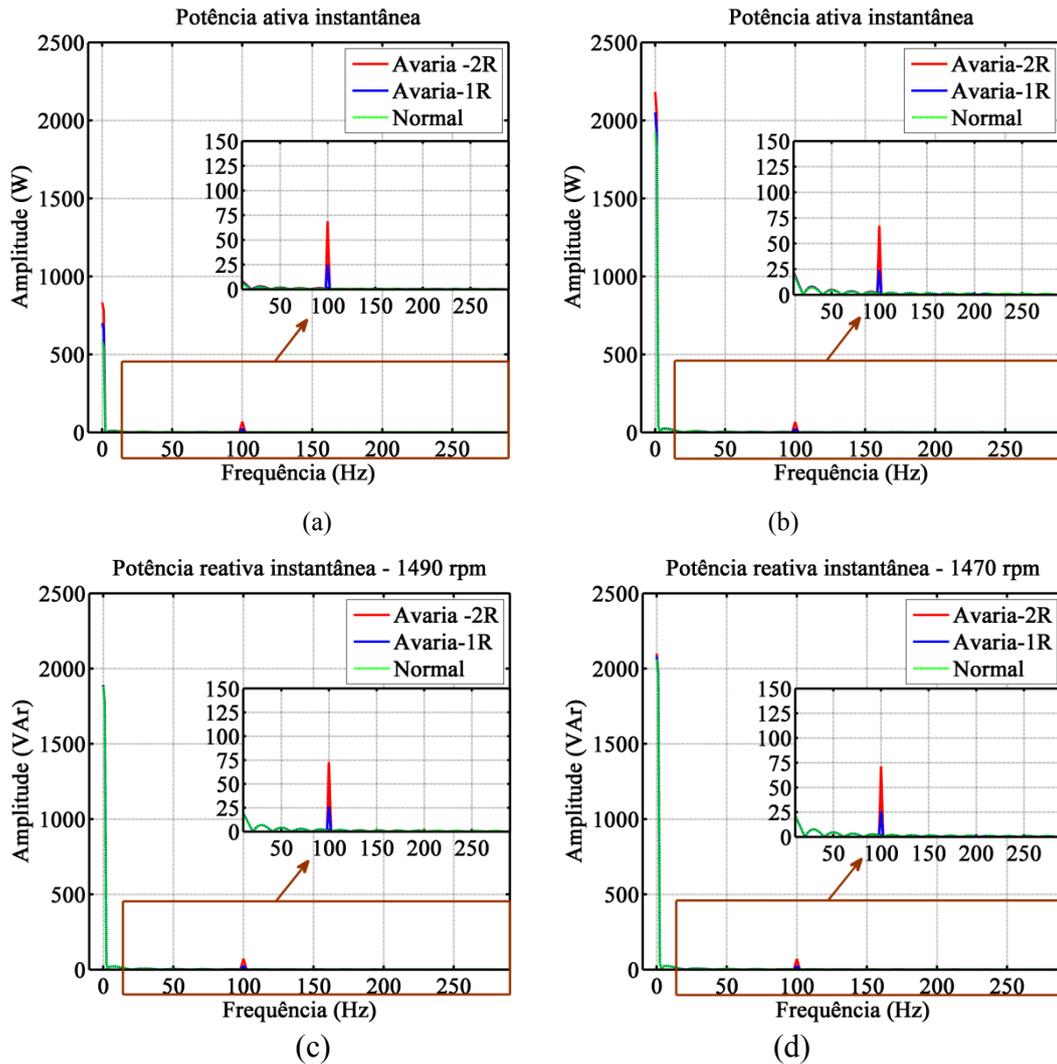


Fig. 28 – Resultados de simulação computacional relativos as potências instantâneas, ativa e reativa, para diferentes situações de avarias e de nível de carga: (a) espectrograma da potência instantânea ativa (1490 rpm); (b) espectrograma da potência instantânea ativa (1470 rpm); (c) espectrograma da potência instantânea reativa (1490 rpm); (d) espectrograma da potência instantânea reativa (1470 rpm);

Nas figuras acima representadas, verifica-se que, à medida que aumenta a extensão da avaria, a componente à 100 Hz aumenta de amplitude, validando assim o método no diagnóstico de avarias desta natureza. É importante referir que o aumento da componente a 100 Hz é uma consequência direta da assimetria inserida no circuito estatórico do motor com o aumento da extensão da avaria. Ainda nessas figuras é possível observar que a componente à 100 Hz não varia significativamente com o nível de carga, sendo esta uma vantagem da análise dessa componente no diagnóstico de avarias.

Por forma a ter um indicador de avaria mais intuitivo, foi definido um fator de severidade cuja amplitude é igual ao quociente entre a componente à 100 Hz da potência instantânea ativa²¹ e a potência nominal do motor (3 kW), obtendo-se o seguinte resultado:

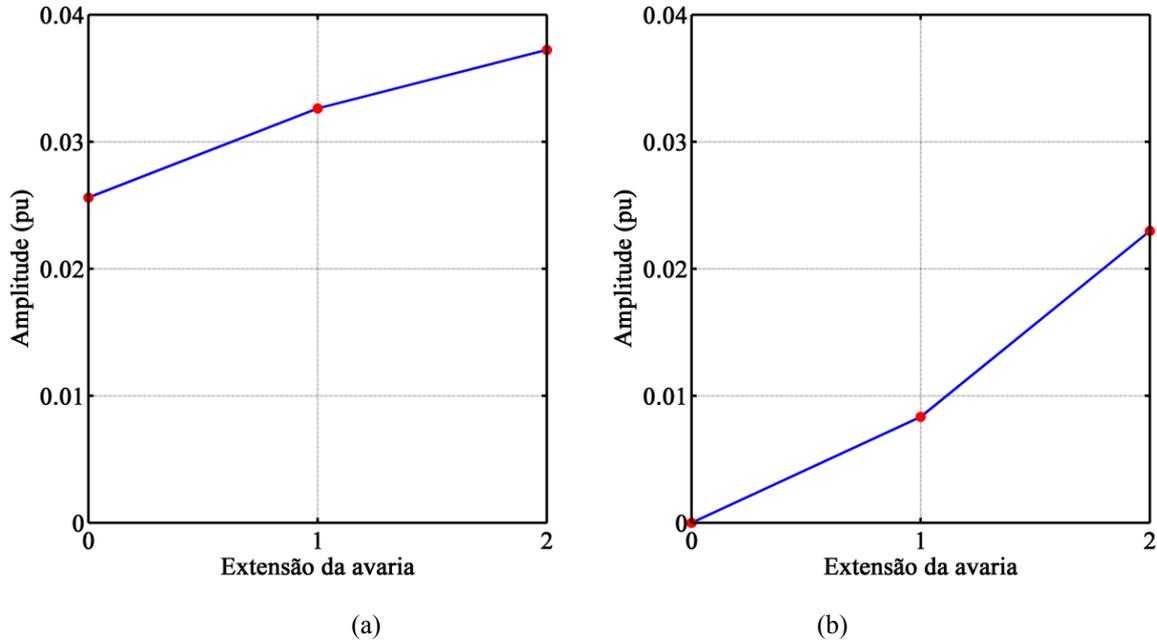


Fig. 29 – Resultados da evolução do fator de severidade da potência instantânea ativa com a extensão da avaria: (a) resultados experimentais (1490 rpm); (b) resultados de simulação computacional (1490 rpm).

Os resultados apresentados na Fig. 29 foram obtidos com o motor a funcionar a um nível de carga próximo dos 16 % (1490 rpm) do valor nominal. Os desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação do motor e as assimetrias residuais existentes no motor, fazem com que o fator de severidade relativo aos resultados experimentais (Fig. 29) não comece no zero. Fazendo uma analogia do eixo x da Fig. 29 com a extensão da avaria, temos: (0= Normal; 1=Avaria – 1R e 2=Avaria – 2R).

4.2 Análise Espectral do Binário Eletromagnético

O binário eletromagnético desenvolvido pelo motor pode ser estimado através da corrente de alimentação do motor e do fluxo encadeado, através da seguinte expressão [38]

$$T_{em} = \frac{3}{2} p_p (\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha), \quad (4.2)$$

²¹ Dado que a variação da componente à 100 Hz da potência instantânea ativa e reativa são praticamente iguais, o fator de severidade definido assenta apenas na componente da potência instantânea ativa.

onde, Ψ_α, Ψ_β representam as componentes, segundo os eixos $\alpha-\beta$, do fluxo encadeado estatórico.

Por sua vez, o fluxo encadeado estatórico é dado por [38] :

$$\begin{aligned} \Psi_\alpha &= \int (u_\alpha - R_s i_\alpha) dt \\ \Psi_\beta &= \int (u_\beta - R_s i_\beta) dt \end{aligned} \quad (4.3)$$

À semelhança das potências instantâneas ativa e reativa, o binário eletromagnético estimado a partir de (4.2) numa situação ideal de funcionamento contém apenas o termo contínuo, e no caso das imperfeições existentes, quer no sistema de tensões de alimentação quer no motor faz com que este componente contenha também um conjunto variado de harmônicos, sendo que o que ocorre ao dobro da frequência de alimentação do motor é consequência direta da avaria. Portanto, neste método, o diagnóstico da avaria é também feito através da análise da componente ao dobro da frequência de alimentação do motor.

4.2.1 Resultados Obtidos

Nas figuras abaixo, são ilustrados os espectrogramas do binário eletromagnético desenvolvido pelo motor relativos aos resultados experimentais e de simulação computacional, respetivamente.

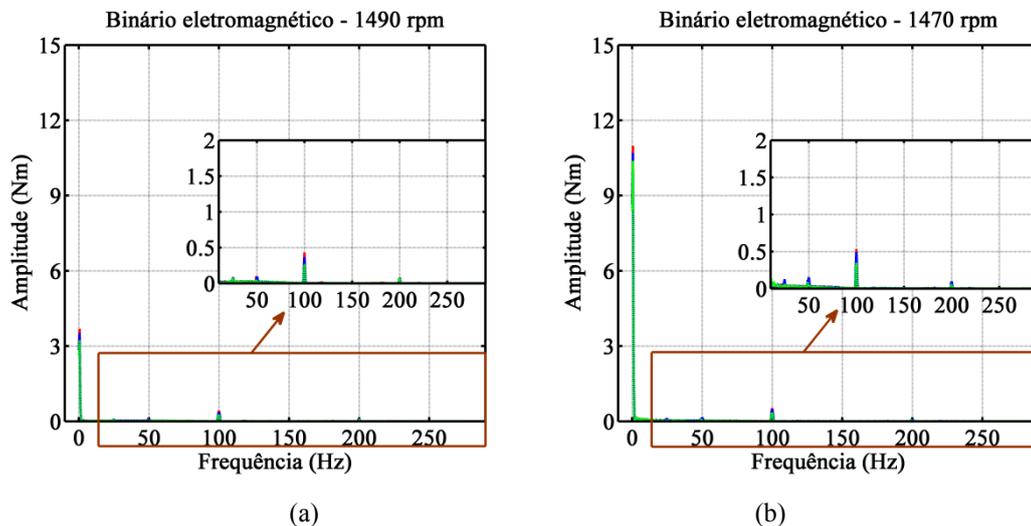


Fig. 30 – Espectrograma do binário eletromagnético, obtida através dos resultados experimentais: (a) 1490 rpm; (b) 1470 rpm.

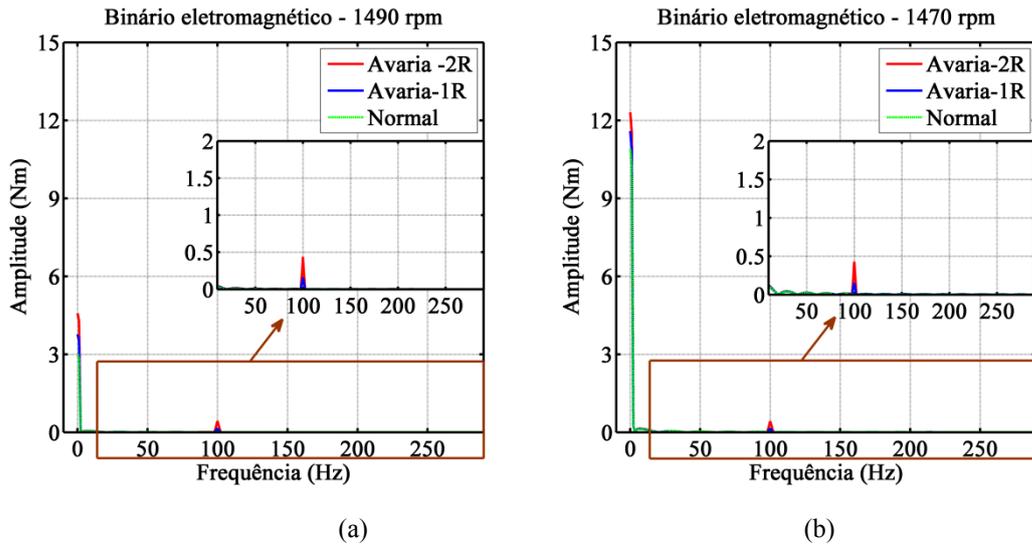


Fig. 31 – Espetrograma do binário eletromagnético obtido através dos resultados da simulação computacional: (a) 1490 rpm; (b) 1470 rpm.

Nestas figuras, pode observar-se que, à medida que aumenta a extensão da avaria no motor, aumenta também a componente a 100 Hz, validando assim o método no diagnóstico deste tipo de avaria. Deve referir-se, também, que a componente ao dobro da frequência de alimentação do motor é praticamente invariável com o nível de carga do motor, garantido assim a viabilidade do método no diagnóstico de avarias no núcleo estatórico.

De modo análogo às potências instantâneas, foi aqui definido um indicador da extensão da avaria (Fig. 32), dado pelo quociente entre o binário ao dobro da frequência de alimentação do motor e o binário nominal do motor (19.91 Nm).

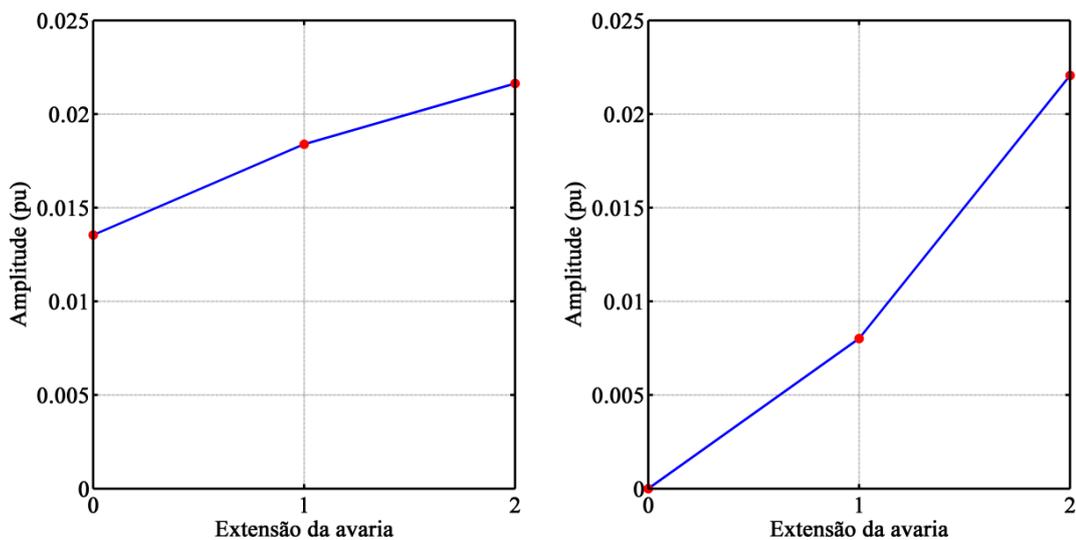


Fig. 32 – Resultados da evolução de fator de severidade do binário eletromagnético com a extensão da avaria: (a) resultados experimentais (1490 rpm); (b) resultados de simulação computacional (1490 rpm).

Assim como na análise das potências instantâneas, o fator de severidade do binário eletromagnético desenvolvido relativo aos resultados da simulação computacional aumenta com a extensão da avaria. Este facto permite assim validar este método no diagnóstico de avarias no circuito magnético do núcleo estatórico.

4.3 Análise Espectral das Correntes Elétricas de Alimentação

Esta técnica constitui uma das técnicas mais utilizadas no diagnóstico de avarias no motor de indução trifásico. Como o próprio nome indica, o princípio de diagnóstico consiste na análise espectral das correntes de alimentação do motor.

A corrente elétrica de alimentação do motor, por fase, pode ser representada, no domínio de tempo, através da seguinte expressão:

$$i_r = i_m \cos(\omega t - \alpha), \quad (4.4)$$

onde i_m representa a amplitude da corrente de alimentação do motor, ω a frequência angular de alimentação do motor, t a variável tempo e α ângulo do fator potência.

Neste método, serão analisadas as variações das amplitudes dos diferentes harmónicos das correntes de alimentação do motor, mais concretamente o primeiro, o terceiro²² e os harmónicos de ranhura do estator (para o caso dos resultados experimentais). A frequência dos harmónicos de ranhura do estator são aquelas dadas por:

$$f_{ranhura} = \left(m \frac{S}{P_p} \pm 1 \right) f, \quad (4.5)$$

onde m representa um número inteiro e S representa o número de ranhuras do estator.

De acordo com (4.5) e com as características do motor, foi determinado que as amplitudes dos harmónicos das ranhuras do estator são aqueles que aparecem em 850 Hz e 950 Hz.

²² O terceiro harmónico é analisado para o diagnóstico de avarias, porque nos resultados de simulação computacional foi verificado que na presença de avaria a corrente de alimentação do motor apresenta, além da componente fundamental, um terceiro harmónico diferente de zero, sendo todos os outros nulos.

4.3.1 Resultados Obtidos

Os resultados (experimentais) apresentados na Tabela 2 são elucidativos e demonstram a variação dos harmónicos da corrente de alimentação do motor (fase R^{23}), referidos anteriormente, com a extensão da avaria. Nesta, pode-se observar que os harmónicos que apresentam melhores indicações da avaria são aqueles correspondentes às frequências de 50 Hz e 850 Hz, uma vez que a amplitude desses harmónicos aumenta com a extensão da avaria. Por outro lado, a amplitude dos harmónicos correspondentes a 150 Hz e 950 Hz é oscilatória, invalidando assim esses harmónicos no diagnóstico de avarias (curto-circuito entre as lâminas) no núcleo estatórico.

Tabela 2 – Resultados experimentais relativos à evolução da corrente de alimentação do motor (fase R) com a extensão da avaria.

Extensão da avaria	Frequência e amplitude dos harmónicos				Velocidade (rpm)
	50 Hz	150 Hz	850 Hz	950 Hz	
Normal	3.82 A	30.8 mA	6.04 mA	1.82 mA	1490
	4.89 A	41.3 mA	12.5 mA	2.96 mA	1470
Avaria-1R	3.89 A	38.8 mA	6.95 mA	1.52 mA	1490
	5.21 A	31.5 mA	12.8 mA	4.03 mA	1470
Avaria-2R	3.91 A	30.2 mA	7.33 mA	1.81 mA	1490
	5.28 A	24.6 mA	13.5 mA	4.13 mA	1470

Tabela 3 – Resultados de simulação relativos à evolução da corrente de alimentação do motor (fase R) com a extensão da avaria.

Extensão da avaria	Frequência e amplitude dos harmónicos		Velocidade (rpm)
	50 Hz	150 Hz	
Normal	3.64 A	0	1490
	5.22 A	0	1470
Avaria-1R	3.69 A	3.52 mA	1490
	5.38 A	5.12 mA	1470
Avaria-2R	3.74 A	5.03 mA	1490
	5.57 A	6.76 mA	1470

²³ Apenas é apresentado os resultados relativo à corrente elétrica da fase R pelo facto dos resultados das outras duas correntes elétricas de alimentação do motor serem semelhantes àquele aqui apresentado.

A Tabela 3 ilustra os resultados relativos à simulação computacional dos harmónicos da corrente de alimentação do motor (fase R). Nesta é possível, também, observar que a componente fundamental da corrente aumenta com a extensão da avaria, validando assim essa componente como um indicador da avaria.

4.4 Matriz de Impedâncias

A outra técnica de diagnóstico, proposta neste trabalho, é o uso da matriz de impedâncias. Tal como as potências instantâneas, este método também já foi usado para detetar avarias nos enrolamentos estatóricos [35, 36], obtendo-se resultados muito satisfatórios. O princípio de diagnóstico baseia-se na análise dos termos não diagonais da matriz de impedâncias resultante da relação entre as componentes simétricas das correntes e das tensões de alimentação do motor.

4.4.1 Princípio Teórico

Em regime permanente, as equações relativas às componentes simétricas das tensões e correntes de alimentação do motor são expressas através da seguinte expressão [35]:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_p \\ \underline{U}_n \\ \underline{U}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_p & Z_{pn} & Z_{p0} \\ Z_{np} & Z_n & Z_{n0} \\ Z_{0p} & Z_{0n} & Z_0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{I}_p \\ \underline{I}_n \\ \underline{I}_0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

em que os índices p , n e 0 sinalizam as componentes de sequência direta, inversa e homopolar respetivamente, das tensões e correntes de alimentação do motor.

Por sua vez, as componentes simétricas são calculadas usando a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \underline{C}_p \\ \underline{C}_n \\ \underline{C}_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & a & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{C}_a \\ \underline{C}_b \\ \underline{C}_c \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

onde $\underline{C}_p, \underline{C}_n, \underline{C}_0$ representam as componentes direta, inversa e homopolar e $\underline{C}_a, \underline{C}_b, \underline{C}_c$ são as componentes das fases a, b e c dos fasores das grandezas (tensões ou correntes) e $a = e^{j120^\circ}$.

Em condições ideais (motor perfeitamente simétrico e sem avarias), as componentes não diagonais da matriz de impedâncias seriam nulas, pois nessa circunstância as diferentes componentes simétricas são totalmente independentes (desacopladas uma das outras). No entanto, como na realidade não existem máquinas ideais, o motor apresenta algumas assimetrias residuais fazendo com que os termos não diagonais sejam diferentes de zero. Tal facto pode ser

aproveitado para efeitos de diagnóstico de avarias (curto-circuitos) nas lâminas do circuito magnético estático, uma vez que uma avaria deste índole aumenta o grau de assimetria do motor, afastando, por conseguinte, do valor nulo as componentes não diagonais da matriz.

Admitindo que os enrolamentos estáticos estão ligados em estrela, a matriz de impedâncias em (4.6) passa a ser uma matriz de característica igual a dois, uma vez que, nesta circunstância, a componente de sequência homopolar da corrente de alimentação do motor é nula. Posto isto, a equação (4.6) fica resumida à seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_p \\ \underline{U}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_p & Z_{pn} \\ Z_{np} & Z_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \underline{I}_p \\ \underline{I}_n \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

É possível encontrar na literatura duas abordagens (uma proposta em [35] e a outra proposta em [36] e [37]) para o diagnóstico de avarias no motor de indução trifásico usando a matriz de impedâncias. Em ambos os casos, a primeira fase do diagnóstico consiste na construção de uma livreria da matriz de impedâncias na situação do motor sem avarias, para diferentes valores da velocidade de rotação do rotor. Para cada valor da velocidade, os elementos da matriz de impedâncias podem ser calculados com base em dois ensaios experimentais distintos, conduzidos a dois valores independentes de tensões de alimentação do motor²⁴, registando os valores das componentes simétricas das tensões e das correntes de alimentação do mesmo. Com base nesses valores, os termos da matriz de impedâncias para a situação sem avarias são determinados da seguinte forma:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_p = \frac{\underline{U}_{p1} - Z_{pn} \underline{I}_{n1}}{\underline{I}_{p1}} & Z_{pn} = \frac{\underline{U}_{p2} \times \underline{I}_{p1} - \underline{U}_{p1} \times \underline{I}_{p2}}{\underline{I}_{n2} \times \underline{I}_{p1} - \underline{I}_{n1} \times \underline{I}_{p2}} \\ Z_{np} = \frac{\underline{U}_{n2} \times \underline{I}_{n1} - \underline{I}_{n1} \times \underline{I}_{n2}}{\underline{I}_{p2} \times \underline{I}_{n1} - \underline{I}_{p1} \times \underline{I}_{n2}} & Z_n = \frac{\underline{U}_{n1} - Z_{np} \underline{I}_{p1}}{\underline{I}_{n1}} \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

em que, \underline{U}_{pi} , \underline{U}_{ni} , \underline{I}_{pi} e \underline{I}_{ni} são as componentes direta e inversa das tensões e das correntes, respetivamente, para o ensaio i , com $i=1,2$.

Após a construção da livreria de impedâncias, ambas as abordagens propostas nos artigos mencionados passam a funcionar no designado modo de diagnóstico. De seguida é apresentada a forma de atuar de cada um dos métodos referidos, no modo de diagnóstico.

²⁴ Em cada um dos ensaios a velocidade do rotor será sempre a mesma. A única diferença existente entre os dois reside apenas no nível de desequilíbrio das tensões de alimentação do motor.

4.4.1.1 Análise da Variação da Matriz de Impedâncias

Esta é a técnica proposta em [35]. No modo de diagnóstico, é construída uma outra matriz de impedâncias para as mesmas condições da situação sem avaria, e por último compara-se os seus termos não diagonais. O indicador da avaria baseia-se na discrepância dos valores não diagonais da matriz de impedâncias existentes entre as duas situações, cuja expressão é dada por:

$$\begin{aligned}\Delta Z_{pn} &= Z_{pn_{a\text{varia}}} - Z_{pn_{normal}} \\ \Delta Z_{np} &= Z_{np_{a\text{varia}}} - Z_{np_{normal}}\end{aligned}\quad (4.10)$$

4.4.1.2 Análise das Componentes Simétricas das Tensões

Esta técnica foi sugerida nos artigos referenciados em [36] e [37]. Estando o motor a funcionar no modo de diagnóstico, é registado um conjunto de valores das componentes diretas e inversas das tensões e das correntes de alimentação do mesmo. O diagnóstico é feito comparando as componentes simétricas das tensões medidas com os respetivos valores estimados para a mesma velocidade de rotação do rotor. O valor estimado é determinado através da equação (4.8), onde a matriz da impedância é aquela obtida para a situação sem avaria (equação (4.9)). O erro existente entre o valor medido e o valor estimado das componentes simétricas das tensões será o indicador da avaria, sendo a expressão dada por:

$$\begin{aligned}\underline{U}_{p_{\text{erro}}} &= (Z_p \underline{I}_{p_{\text{medido}}} + Z_{pn} \underline{I}_{n_{\text{medido}}}) - \underline{U}_{p_{\text{medido}}} \\ \underline{U}_{n_{\text{erro}}} &= (Z_{np} \underline{I}_{p_{\text{medido}}} + -Z_n \underline{I}_{n_{\text{medido}}}) - \underline{U}_{n_{\text{medido}}}\end{aligned}\quad (4.11)$$

onde, $\underline{U}_{p_{\text{medido}}}$, $\underline{U}_{n_{\text{medido}}}$, $\underline{I}_{p_{\text{medido}}}$ e $\underline{I}_{n_{\text{medido}}}$ são os valores medidos das componentes direta e inversa das tensões e das correntes, respetivamente, em qualquer instante quando o motor estiver a funcionar no modo de diagnóstico de avarias, e $\underline{U}_{p_{\text{erro}}}$, $\underline{U}_{n_{\text{erro}}}$ são os erros das componentes direta e inversa, respetivamente.

4.4.2 Resultados Obtidos

Para construir a matriz de impedâncias experimental, o sistema de tensões de alimentação do motor foi desequilibrado por intermédio de uma caixa de resistência variável intercalada em série entre a fase *R* do autotransformador e a fase *R* do motor, assim como ilustra a Fig. 33. Para a simulação computacional foi desequilibrada a fase *R* em ± 5 V da tensão nominal.

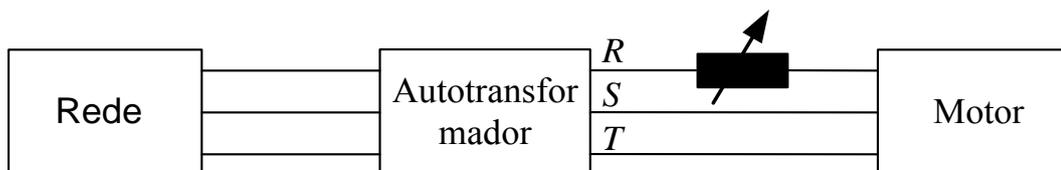


Fig. 33 – Esquema de montagem para o desequilíbrio da fase R do motor.

Os dois ensaios foram efetuados com quedas de tensão na resistência de 39 V e 54 V, respetivamente. Para cada valor do desequilíbrio foram adquiridos um conjunto de valores da tensão e de corrente, por forma a calcular a matriz de impedâncias na situação sem avarias para as duas velocidades de rotação do rotor (1490 rpm e 1470 rpm). A Tabela 4 apresenta os resultados experimentais e de simulação computacional da matriz de impedâncias para a situação sem avarias.

Relativamente aos resultados de simulação computacional da matriz das impedâncias para a situação sem avarias, é possível observar que as componentes não diagonais são sempre iguais a zero, independentemente da velocidade de rotação do rotor. Isto deve-se, sobretudo, ao facto de que no modelo de simulação o motor é considerado perfeitamente equilibrado. Este fato já não se verifica no caso dos resultados experimentais, devido às assimetrias residuais inerentes ao motor.

Tabela 4 – Resultados relativos a matriz de impedâncias para a situação sem avarias.

Velocidade (rpm)	Resultados da simulação [Ω]	Resultados experimentais [Ω]
1490	$Z = \begin{bmatrix} 78.70 \angle 71.96^\circ & 0 \\ 0 & 10.36 \angle 77.16^\circ \end{bmatrix}$	$Z = \begin{bmatrix} 77.41 \angle 73.67^\circ & 2.72 \angle -40.70^\circ \\ 0.72 \angle 251.32^\circ & 9.23 \angle 78.42^\circ \end{bmatrix}$
1470	$Z = \begin{bmatrix} 61.98 \angle 52.52^\circ & 0 \\ 0 & 10.36 \angle 77.10^\circ \end{bmatrix}$	$Z = \begin{bmatrix} 58.22 \angle 52.81^\circ & 4.27 \angle 209.9^\circ \\ 1.29 \angle 14.22^\circ & 9.71 \angle 67.93^\circ \end{bmatrix}$

4.2.2.1 Análise das Componentes Simétricas das Tensões

Na Tabela 5 e na Tabela 6 são ilustradas os resultados experimentais e da simulação computacional das componentes simétricas do erro das tensões de alimentação do motor, respetivamente. Com base nos resultados apresentados nessas tabelas, é possível observar que as componentes simétricas do erro das tensões de alimentação do motor aumentam com a extensão da avaria. Este aumento é uma consequência direta da extensão da avaria com as componentes não diagonais da matriz de impedâncias. Conclui-se, portanto, que a análise das componentes

simétricas do erro das tensões de alimentação do motor, permite, também, detetar avarias no núcleo estatórico (curto-circuito entre as lâminas).

No anexo VI é apresentado os resultados das componentes simétricas das tensões e das correntes medidas e estimadas usadas para calcular as componentes simétricas dos erros.

Tabela 5 – Resultados Experimentais relativos à análise das componentes simétricas das tensões baseado no método das matrizes das impedâncias.

Velocidade (rpm)		1490		1470	
Avaria		1R	2R	1R	2R
Componentes simétricas do erro (V)	$\underline{u}_{p_{erro}}$	5.04 <u>24.53°</u>	8.92 <u>23.72°</u>	8.96 <u>34.26°</u>	11.1 <u>44.45°</u>
	$\underline{u}_{n_{erro}}$	2.24 <u>108.7°</u>	2.26 <u>106°</u>	6.84 <u>-45.85°</u>	6.92 <u>-47.29°</u>

Tabela 6 – Resultados de simulação relativos a análise das componentes simétricas das tensões baseado no método das matrizes das impedâncias.

Velocidade (rpm)		1490		1470	
Avaria		1R	2R	1R	2R
Componentes simétricas do erro (V)	$\underline{u}_{p_{erro}}$	1.92 <u>71.12°</u>	15.9 <u>62.71°</u>	20.3 <u>34.76°</u>	30.9 <u>36.05°</u>
	$\underline{u}_{n_{erro}}$	0.93 <u>136.9°</u>	1.45 <u>140.6°</u>	0.93 <u>135.2°</u>	1.45 <u>138.9°</u>

4.2.2.2 Análise da variação das Componentes não Diagonais da Matriz de Impedâncias

Nas Tabelas seguintes são apresentados os resultados experimentais e de simulação computacional da matriz de impedâncias para as duas situações de avarias da fase *R*, respetivamente. Nestas, pode verificar-se que as componentes não diagonais da matriz de impedâncias aumentam à medida que aumenta a extensão da avaria, validando este método no diagnóstico de avarias no núcleo estatórico.

Deve-se enfatizar que o método da análise das tensões é mais simples de se implementar relativamente à variação da matriz das impedâncias, uma vez que no chamado “modo de diagnóstico”, não é preciso desequilibrar as tensões de alimentação do motor.

Tabela 7 – Resultados da matriz de impedâncias relativos aos ensaios de simulação computacional e experimentais aquando do curto-circuito em uma lâmina da fase R.

Velocidade (rpm)	Simulação	Experimental
1490	$Z = \begin{bmatrix} 77.17 68.99^\circ & 0.23 255.92^\circ \\ 0.23 15.70^\circ & 10.36 77.06^\circ \end{bmatrix}$	$Z = \begin{bmatrix} 75.60 73.67^\circ & 3.29 -60.19^\circ \\ 0.73 249.25^\circ & 9.09 78.01^\circ \end{bmatrix}$
1470	$Z = \begin{bmatrix} 60.84 50.744^\circ & 0.18 235.840 \\ 0.18 15.695 & 10.36 77.07 \end{bmatrix}$	$Z = \begin{bmatrix} 57.47 51.82^\circ & 4.17 247.33^\circ \\ 1.33 13.21^\circ & 9.94 68.07^\circ \end{bmatrix}$

Tabela 8 – Resultados da matriz de impedâncias relativos aos ensaios de simulação computacional e experimentais aquando do curto-circuito em duas lâminas da fase R.

Velocidade (rpm)	Simulação	Experimental
1490	$Z = \begin{bmatrix} 75.45 66.692^\circ & 0.38 249.29^\circ \\ 0.38 37.08^\circ & 10.35 76.98^\circ \end{bmatrix}$	$Z = \begin{bmatrix} 75.15 72.42^\circ & 3.54 -55.83^\circ \\ 0.97 248.90^\circ & 8.74 76.99^\circ \end{bmatrix}$
1470	$Z = \begin{bmatrix} 58.79 49.40^\circ & 0.29 230.18^\circ \\ 0.29 2.08^\circ & 10.35 76.98^\circ \end{bmatrix}$	$Z = \begin{bmatrix} 57.37 50.75^\circ & 5.57 270.18^\circ \\ 1.40 15.62^\circ & 10.00 67.62^\circ \end{bmatrix}$

É pertinente salientar que os métodos de diagnósticos usados nesta dissertação não se encontram em nenhum artigo existente na literatura, até então, para o diagnóstico de avarias no núcleo estatórico.

5 | Conclusões

Neste trabalho foi desenvolvido e implementado um modelo de simulação computacional capaz de simular com grande detalhe o funcionamento do motor de indução trifásico, quando na presença de curtos-circuitos entre as lâminas do circuito magnético estatórico.

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 eletromagnético desenvolvido, potências elétricas instantâneas ativa e reativa e impedâncias do motor. O processo de diagnóstico foi baseado na medição das componentes espectrais das potências instantâneas (ativa e reativa) e do binário eletromagnético desenvolvidos à frequência igual ao dobro da de alimentação do motor, na análise dos espectros das correntes de alimentação do motor com destaque para a fundamental, terceiro e os harmónicos das ranhuras, por último a análise da matriz de impedâncias (análise das componentes simétricas das tensões e da variação das componentes não diagonais da matriz de impedâncias).

Em função dos resultados obtidos para os diferentes métodos de diagnóstico usados, foi verificado que todos apresentaram resultados satisfatórios na deteção de curto-circuito entre as lâminas do núcleo estatórico, sendo que a análise da componente espectral das potências instantâneas e do binário eletromagnético ao dobro da frequência de alimentação do motor e os métodos baseados na matriz de impedâncias são os que apresentaram melhores resultados. Os resultados apresentados pela análise espectral das correntes de alimentação do motor no diagnóstico de avarias foram viáveis apenas na frequência fundamental e na frequência correspondente ao harmónico da ranhura de maior amplitude, inviabilizando a análise dos restantes harmónicos no diagnóstico de uma avaria desta dimensão. Regra geral, a avaria no núcleo estatórico têm pouca influência na corrente de alimentação do motor, sendo assim a análise dessa componente no processo de diagnóstico da avaria pode conduzir a uma falsa indicação acerca da avaria.

Na sequência desta dissertação, pode sugerir-se o desenvolvimento de alguns trabalhos futuros, tais como o estudo da influência da avaria no vetor de Park da corrente elétrica de alimentação do motor (EPVA) e no fluxo magnético axial.

Bibliografias

- [1] P. F. Albrecht, J. C. Appiarius, R. M. McCoy, E. L. Owen, and D. K. Sharma, “Assessment of the reliability of motors in utility applications”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-1, pp. 39-46, 1986.
- [2] G. J. Paoletti, and A. Rose, “Improving existing motor protection for medium voltage motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 3, pp. 456-464, 1989.
- [3] G. C. Stone, and H. G. Sedding, “In-service evaluation of motor and generator stator windings using partial discharge tests”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 299-303, 1995.
- [4] O. V. Thorsen, and M. Dalva, “Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 4, pp. 810-818, 1999.
- [5] S. M. A. Cruz, “Diagnóstico e análise de avarias nos enrolamentos estatóricos de motores de indução trifásicos através da aplicação do método dos referenciais múltiplos”, Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Universidade de Coimbra, 2004.
- [6] C. M. A. Fernandes, “Manuntenção centrada na fiabilidade em accionamentos eléctricos com motores de indução trifásicos”, Dissertação de Mestrado em Engenharia Mecânica, Universidade Nova de Lisboa, Maio de 2005.
- [7] L. Sang-Bin, G. B. Kliman, M. R. Shah, K. Dongwook, W. T. Mall, N. K. Nair, and R. M. Lusted, “Experimental study of inter-laminar core fault detection techniques based on low flux core excitation”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 85-94, 2006.
- [8] P. O’Donnell, “Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part II”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, no. 4, pp. 865-872, 1985.
- [9] H. O. Seinsch, "Monitoring und diagnose elektrischer maschinen und antriebe", Allianz Schadensstatistik an HS Notoren 1996-1999, VDE Workshop, June 2001.

- [10] R. M. Tallam, L. Sang-Bin, G. C. Stone, G. B. Kliman, Y. Ji-Yoon, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "A survey of methods for detection of stator-related faults in induction machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 920-933, 2007.
- [11] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., S.D. Umans: *Electric Machinery*, 4th edition, McGraw-Hill, New York, 1988.
- [12] S. A. Nasar: *Handbook of Electric Machine*, McGraw-Hill, New York, 1987.
- [13] P. Jansson, "Soft magnetic materials for AC applications", vol. 35, pp. 63-66, Powder Metallurgy, 1992.
- [14] M. F. L. Rosa, "Fundamentos de eletromagnetismo", vol. 3.2, pp 127, ed. Florianópolis, 2005.
- [15] T. Jokinen, V. Hrabovcova. J. Pyrhonen: *Design of Rotating Electrical Machines*, John Wiley and Sons Ltd, 2008.
- [16] G. B. Kliman, L. Sang-Bin, M. R. Shah, R. M. Lusted, and N. K. Nair, "A new method for synchronous generator core quality evaluation", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 3, pp. 576-582, 2004.
- [17] G. C. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert, and H. Dhurani: *Electrical Insulation For Rotating Machines*, vol. 1, IEEE Press on Power Engineering, 2004.
- [18] "IEEE Guide for Insulation Maintenance of Large Alternating-Current Rotating Machinery (10,000 kVA and Larger)," ANSI/IEEE Std 56-1977, 1977.
- [19] H. A. Toliyat. and G. B. Kliman: *Handbook of Electric Motors*, New York, Marcel Dekker, 2004.
- [20] L. Kwanghwan, H. Jongman, L. Kwang-Woon, L. Sang-Bin, and E. J. Wiedenbrug, "A stator-core quality-assessment technique for inverter-fed induction machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, pp. 213-221, 2010.
- [21] "IEEE Guide for Insulation Maintenance for Rotating Electric Machinery (5 Hp to Less Than 10 000 Hp)," IEEE Std 432-1992, 1992.

- [22] L. Sang Bin, G. B. Kliman, M. R. Shah, W. T. Mall, N. K. Nair, and R. M. Lusted, "An advanced technique for detecting inter-laminar stator core faults in large electric machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, pp. 1185-1193, 2005.
- [23] P. M. de la Barrera, M. R. Curti, G. R. Bossio, G.O Garcia, and I. A. Solsona, "Experimental generation and quantification of stator core faults on induction motors", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, pp. 1-7, Aug. 2009.
- [24] G. K. Ridley, "EL CID test evaluation, 1984-96", *Power Engineering Journal*, vol. 11, pp. 21-26, 1997.
- [25] P. L. Alger, and P. L. Alger: *Induction Machines: Their Behavior and Uses*, Gordon and Breach Science Publishers SA, 1995.
- [26] P. M. de la Barrera, M. R. Curti, G. R. Bossio, G.O Garcia, and I. A. Solsona, "Stator core fault diagnosis for induction motors based on parameters adaptation ", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, pp. 1-7, Sept. 2009.
- [27] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, I. A. Solsona and G. O. García, "On-line iron loss resistance identification by a state observer for rotor-flux-oriented control of induction motor", *Energy Conversion and Management*, vol. 49, no. 10, pp. 2742–2747, Oct. 2008.
- [28] G.O García, J.A. Santisteban, S. D Brignone, "Iron losses influence on a field-oriented controller", *International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol.1, pp.633-638, September 5-9, 1994.
- [29] P. M. de la Barrera, and G. R. Bossio, "Stator core faults detection on induction motor drives using signal injection", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, pp. 98-104, September 5-8, 2011.
- [30] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, I. A. Solsona, and G. O Garcia. a, "Model for three-phase induction motors with stator core faults", *Electric Power Applications, IET*, vol. 4, no. 8, pp. 591-602, 2010.
- [31] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. I. Motor analysis", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, no. 4, pp. 679-683, 1991.

- [32] R. Maier, "Protection of squirrel-cage induction motor utilizing instantaneous power and phase information", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 2, pp. 376-380, 1992.
- [33] S. M. A. Cruz, "An active-reactive power method for the diagnosis of rotor faults in three-phase induction motors operating under time-varying load conditions", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, pp. 71-84, 2012.
- [34] L. Zhenxing, Y. Xianggen, Z. Zhe, C. Deshu, and C. Wei, "Online rotor mixed fault diagnosis way based on spectrum analysis of instantaneous power in squirrel cage induction motors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 3, pp. 485-490, 2004.
- [35] L. Sang-Bin, R. M. Tallam, and T. G. Habetler, "A robust, on-line turn-fault detection technique for induction machines based on monitoring the sequence component impedance matrix", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 865-872, 2003.
- [36] J. Sottile, F. C. Trutt, and J. L. Kohler, "Condition monitoring of stator windings in induction motors. II. Experimental investigation of voltage mismatch detectors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 5, pp. 1454-1459, 2002.
- [37] F. C. Trutt, J. Sottile, and J. L. Kohler, "Online condition monitoring of induction motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1627-1632, 2002.
- [38] M. Ahmad: *High Performance AC Drives: Modelling Analysis and Control*, Springer Berlin Heidelberg, 2010.

Anexos

Anexo I – Teste do Fluxo Nominal

O teste do fluxo nominal foi realizado por forma a validar o método usado para curto-circuitar as lâminas do núcleo magnético estatórico. Como já foi referido na Secção 2.3.1.2, o objetivo deste teste é gerar o fluxo nominal no núcleo, através de um enrolamento de excitação, por forma a induzir correntes induzidas entre as chapas em curto-circuito, sendo estas identificadas como pontos quentes através de uma camara térmica.

O dimensionamento do enrolamento de excitação foi feito com base na expressão da tensão por espira apresentada em (1.2), obtendo o seguinte resultado:

$$V_{pe} = \frac{1.05 \times 400}{2 \times 0.9934 \times 0.9956 \times 288} = 0.74 \text{ V/ espiras}$$

Tendo determinado a tensão por espira do enrolamento de excitação, foi convencionado que a tensão aplicada aos terminais do enrolamento de excitação deve ser de 20V, o que corresponde a 27 espiras nesse enrolamento.

A Fig. 34 ilustra a bancada de montagem para a realização do teste de fluxo nominal.

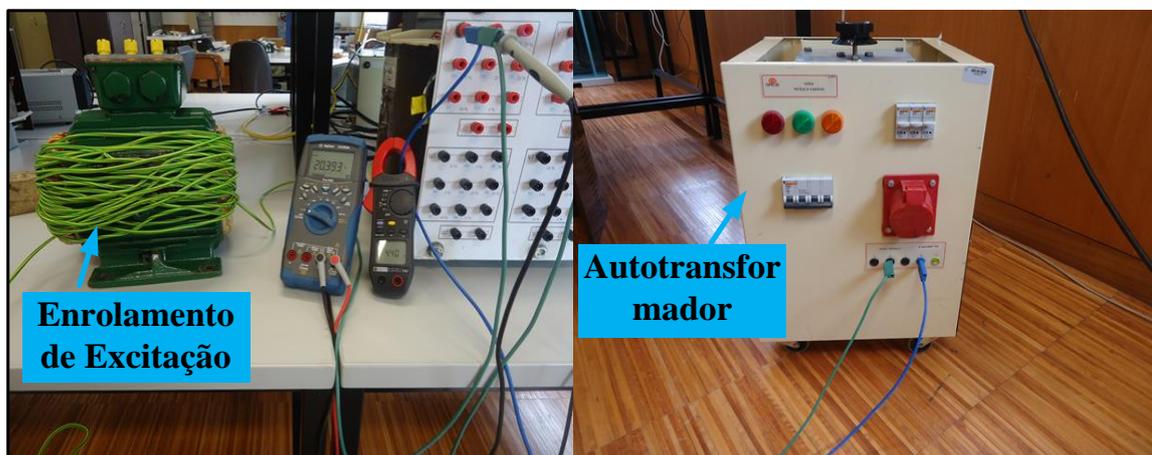


Fig. 34 — Bancada de montagem para realização do teste de fluxo nominal

Anexo II – Teste de Separação das Perdas

Assim como o teste do fluxo nominal, o teste de separação das perdas foi realizado por forma a verificar se as chapas do cobre estavam a curto-circuitar as lâminas do núcleo estatórico. Como já foi explicado na secção 2.3.1.4, este teste permite detetar avarias no núcleo estatórico através da comparação dos resultados das perdas no ferro para as situações com e sem avarias.

Durante a execução do teste, foram adquiridos alguns resultados, apresentados na Tabela 9 e na Tabela 10 por forma a obter as perdas no motor, tanto em situação da avaria como em situação sem avarias, sendo posteriormente comparadas as duas.

Tabela 9 – Resultados correspondentes a situação sem avarias para o teste de separação das perdas.

Tensão (V)	Corrente (A)	Potência (W)	Tensão ² (V ²)
220.60	3.01	120.57	48665.24
197.43	2.52	95.16	38977.82
175.57	2.17	75.91	30825.88
153.95	1.87	61.15	23700.91
131.86	1.58	48.52	17387.06
110.14	1.31	38.52	12131.26
88.03	1.05	29.61	7748.93

Tabela 10 – Resultados correspondentes a situação com avarias para o teste de separação das perdas.

Tensão simples (V)	Corrente (A)	Potência (W)	Tensão ² (V ²)
220.30	3.04	144.5	48533.41
197.44	2.55	112.2	38981.76
176.15	2.21	89.6	31027.77
153.81	1.88	70.5	23657.52
132.13	1.60	56	17458.34
110.18	1.32	44.2	12138.75
88.06	1.06	34.8	7754.56

Posteriormente foram traçados os gráficos da potência em função de U^2 para cada uma das situações, com e sem avaria, por forma a obter as perdas por atrito e ventilação, obtendo o seguinte resultado:

Como pode-se verificar na Fig. 35(a) e Fig. 35(b), as perdas por atrito e ventilação são aproximadamente iguais, como era de se esperar, visto que as barras de cobre não devem interferir com o rotor.

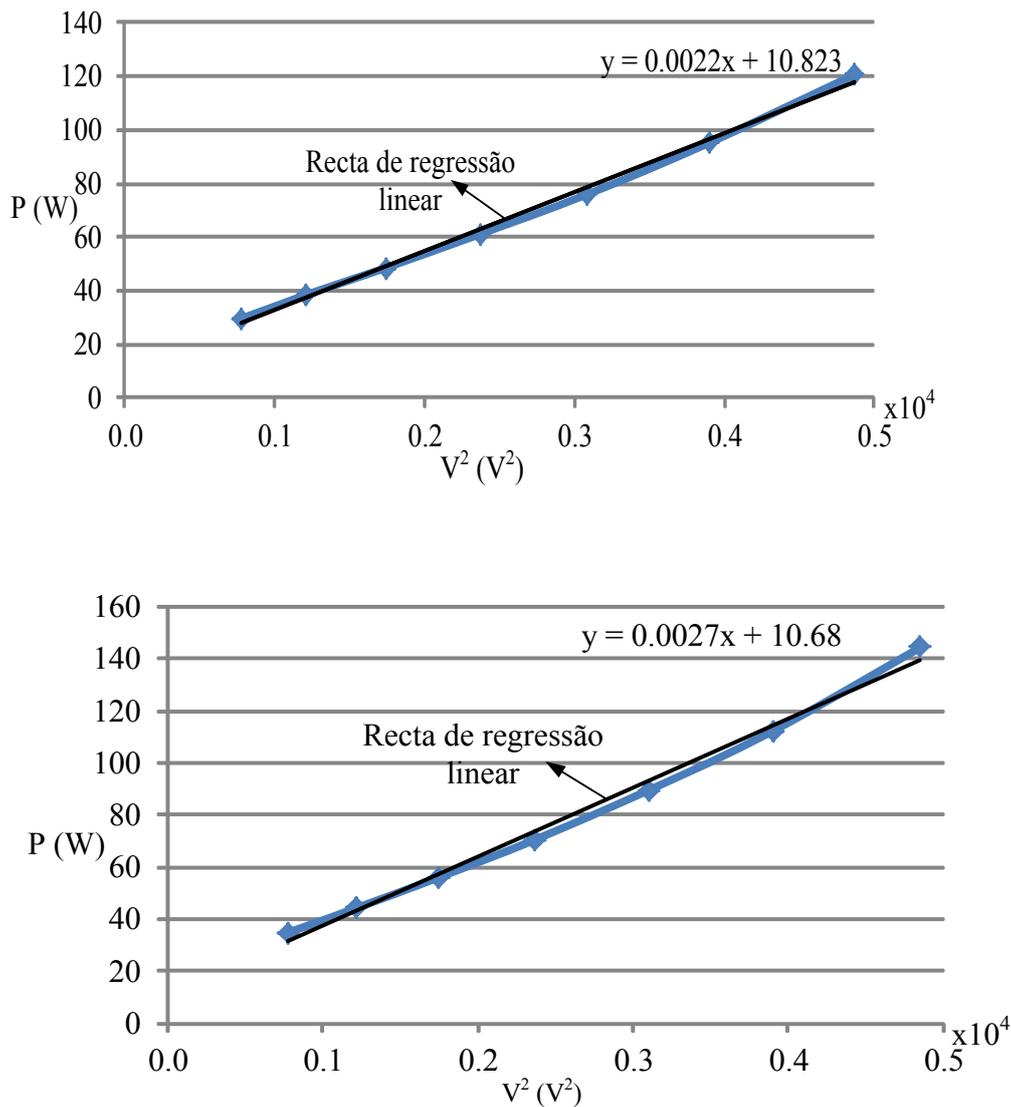


Fig. 35- Gráfico das perdas por atrito e ventilação: (a)-Situação com avarias para a situação com avaria; (b)- Situação sem avarias

Uma vez determinadas as perdas por atrito e ventilação, as perdas no ferro foram calculadas através da equação (1.4), obtendo o seguinte resultado:

Tabela 11 – Perda no ferro para situação sem e com avaria obtida através do teste da separação das perdas.

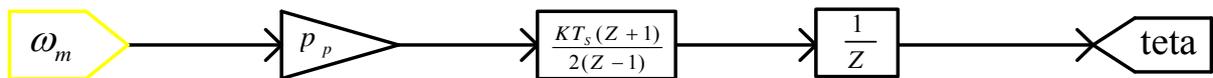
Perdas no Ferro	
Situação sem avaria	Situação com avaria
75.27 (W)	98.81 (W)

Pelos resultados da Tabela 11, pode-se ver que há uma variação de 24 W das perdas no ferro da situação sem avaria relativamente a situação com avaria. Pode-se, portanto, concluir que as barras do cobre constituem um bom material para provocar avarias temporárias no núcleo estático.

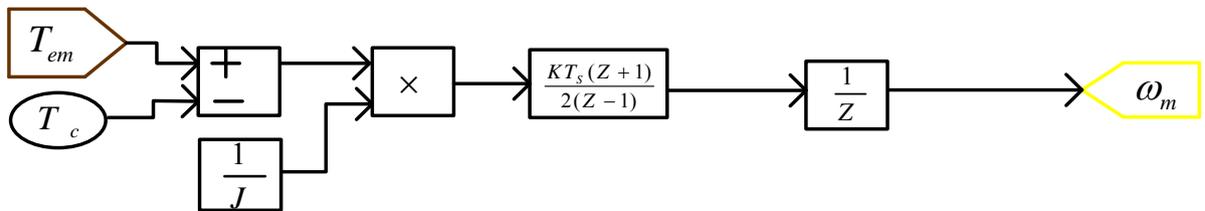
Anexo III – Implementação em Simulink do Modelo Desenvolvido

Os principais diagramas de blocos desenvolvidos no Simulink para modelar o motor de indução trifásico com perdas no ferro são apresentados na Fig. 36.

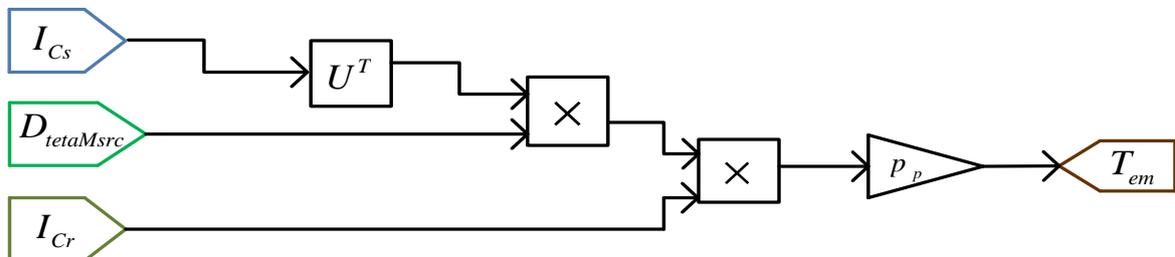
Estes digramas foram construídas a custa das equações (3.19), (3.33), (3.37) e (3.41), onde as equações (3.19) e (3.33) foram reescritas em função do ângulo elétrico (θ_e) e da velocidade angular mecânica (ω_m), respetivamente enquanto a equação (3.41) foi reescrita em função das corrente das malhas (estatórica (I_{sm}) e rotórica (I_{rm})).



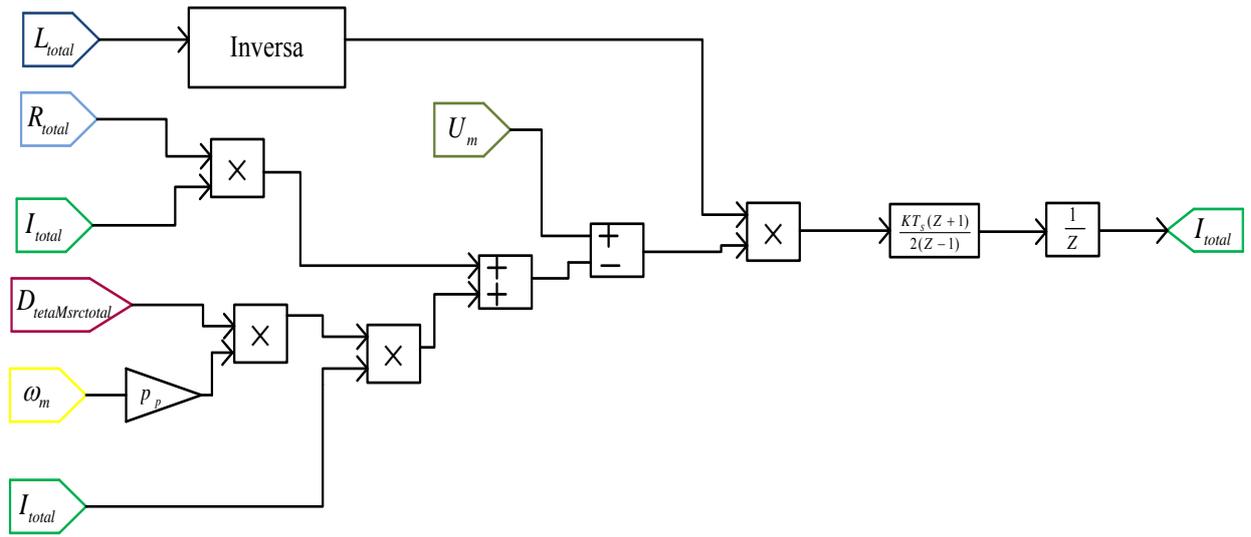
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 36 – Diagrama de blocos desenvolvido em Simulink: (a) equação (3.19) reescrita em função do ângulo elétrico (θ_e); (b) equação (3.33) reescrita em função da velocidade angular mecânica (ω_m); (c) equação (3.37); (d) equação (3.41) reescrita em função das correntes de malha estatórica (I_{sm}) e rotórica (I_{rm}).

Fazendo uma analogia entre a Fig. 23 (c) com a equação (3.37) e entre a Fig. 23 (d) com a equação (3.41), temos:

$$D_{tetaMsrctotal} = \frac{d}{d\theta_e} [M_{src}]$$

$$R_{total} = \begin{bmatrix} C_s \\ - \\ C_r \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} [R_{sc}] & | & [0] \\ - & - & - \\ [0] & | & [R_{rc}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_s \\ - \\ C_r \end{bmatrix}$$

$$D_{tetaMsrctotal} = \frac{d}{d\theta_e} \begin{bmatrix} C_s \\ - \\ C_r \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} [0] & | & [M_{src}] \\ - & - & - \\ [M_{rsc}] & | & [0] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_s \\ - \\ C_r \end{bmatrix}$$

$$L_{total} = \begin{bmatrix} C_s \\ - \\ C_r \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} [L_{sc}] & | & [M_{src}] \\ - & - & - \\ [M_{rsc}] & | & [L_{rc}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_s \\ - \\ C_r \end{bmatrix}$$

Anexo IV – Parâmetros do Motor

Tabela 12 – Parâmetros do motor fornecidos pelo fabricante.

Parâmetros	Valores Nominais
Tensão de alimentação	380 V
Corrente nominal	6.26 A
Frequência	50 Hz
Potência mecânica	3 kW
Rendimento nominal	0.88
Velocidade nominal	1430 rpm
Fator potência nominal	0.83
Binário da carga nominal	19.91 Nm
Momento de inércia	0.012 Kg ^m ²

Tabela 13 – Parâmetros do motor determinados através dos ensaios experimentais.

Parâmetros determinados através dos ensaios económicos	Valores
Resistência dos enrolamentos estatóricos	3.79 (Ω)
Resistência rotórica referida ao estator	5.8 (Ω)
Indutância de fugas dos enrolamentos estatóricos	33 (mH)
Indutância de fugas rotórica, referida aos enrolamentos estatóricos	33 (mH)
Indutância de magnetização	0.662 (H)

Tabela 14 – Resultados dos ensaios económicos.

Parâmetros do motor	Ensaio em vazio	Ensaio com o rotor travado
Tensão simples	220.18 (V)	47.53 (V)
Corrente da linha	2.98 (A)	6.31 (A)
Ângulo do fator potência	85.97°	64.54°

Anexo V – Esquema da Montagem Usado nos Ensaios Laboratoriais

A Fig. 37 ilustra o esquema da montagem usado nos ensaios experimentais. O motor de 3kW²⁵ foi alimentado por um autotransformador com uma tensão de 380 V. O motor foi acoplado à uma outra máquina de indução (7.5 kW), funcionando como gerador, sendo esta alimentada através do variador permitindo, assim, variar o nível da carga. As correntes e as tensões foram adquiridas através da plataforma DSPACE.

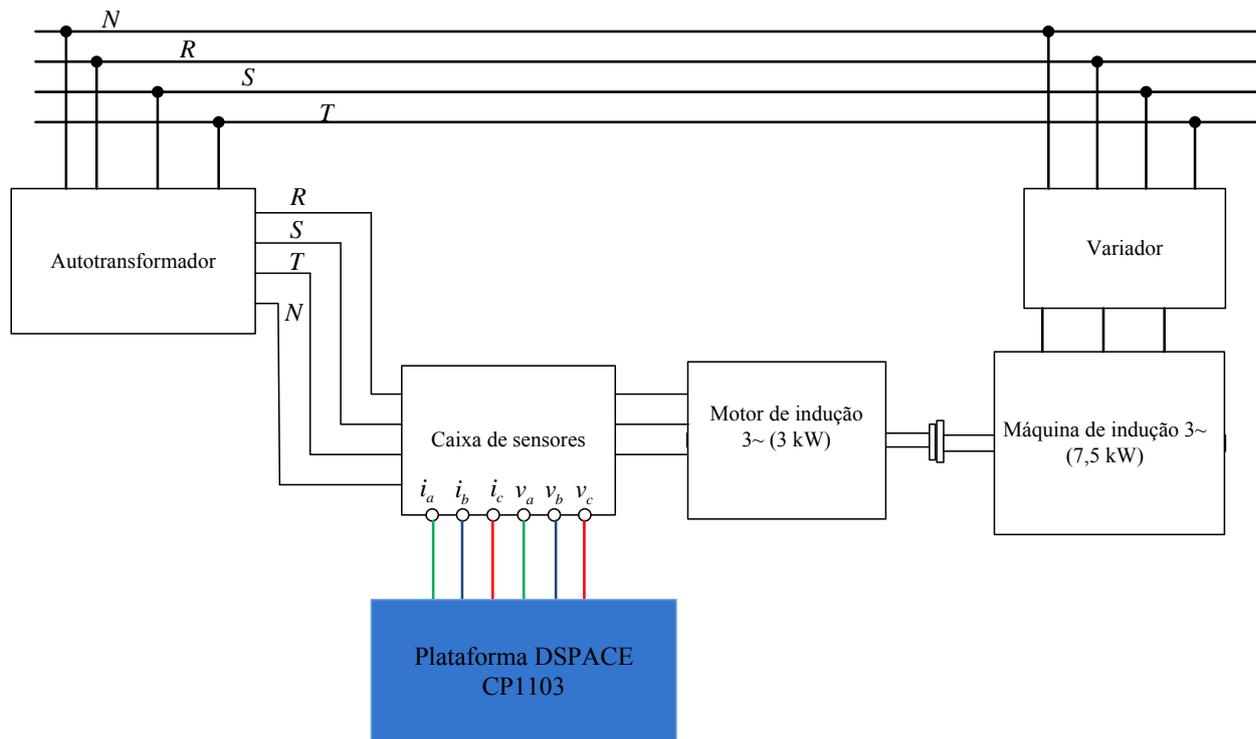


Fig. 37 – Esquema da montagem usado nos ensaios experimentais.

²⁵ Motor usado para estudar avarias no circuito magnético estático.

Anexo VI – Componentes Simétricas das Tensões e das Correntes Medidas e Estimadas

As tabelas a seguir apresentadas, de caráter elucidativo, ilustram os valores calculados e estimados das componentes simétricas das tensões e das correntes de alimentação do motor, usados para determinar o erro das componentes simétricas de tensões para o efeito de diagnóstico definido na secção 4.2.2.1.

Tabela 15 – Resultados experimentais das componentes simétricas das tensões e das correntes medidas e estimadas.

Velocidade (rpm)		1490		1470	
Extensão da avaria		Avaria-1R	Avaria-2R	Avaria-1R	Avaria-2R
Componentes simétricas das correntes medidas (A)	$\underline{I}_{p_{medido}}$	3.96 <u>-96.5°</u>	4 <u>-95.47°</u>	5.32 <u>-74.73°</u>	5.31 <u>-74.03°</u>
	$\underline{I}_{n_{medido}}$	0.13 <u>112.9°</u>	0.17 <u>119.7°</u>	0.16 <u>134.8°</u>	0.19 <u>142°</u>
Componentes simétricas das Tensões medidas (V)	$\underline{U}_{p_{medido}}$	303.1 <u>-23.4°</u>	303.4 <u>-22.9°</u>	304.7 <u>-23.3°</u>	304.0 <u>-23.1°</u>
	$\underline{U}_{n_{medido}}$	3.25 <u>-159.2°</u>	3.39 <u>-156.7°</u>	3.27 <u>-149.6°</u>	3.34 <u>-148.2°</u>
Componentes simétricas das Tensões estimadas (V)	$\underline{U}_{p_{estimado}}$	306.5 <u>-22.7°</u>	309.6 <u>-21.7</u>	309.6 <u>-21.9°</u>	308.4 <u>-21.2°</u>
	$\underline{U}_{n_{estimado}}$	3.88 <u>165.5°</u>	4.16 <u>170.5°</u>	6.85 <u>-73.49°</u>	7.09 <u>-74.87°</u>

Tabela 16 – Resultados de simulação computacional das componentes simétricas das tensões e das correntes medidas e estimadas.

Velocidade (rpm)		1490		1470	
Avaria		1R	2R	1R	2R
Componentes simétricas das correntes medidas (A)	$\underline{i}_{p_{medido}}$	3.88 <u>-81.6°</u>	3.94 <u>-79.17°</u>	5.16 <u>-59.7°</u>	5.28 <u>-58.37°</u>
	$\underline{i}_{n_{medido}}$	0.09 <u>59.74°</u>	0.14 <u>63.42°</u>	0.09 <u>57.87°</u>	0.14 <u>61.55°</u>
Componentes simétricas das Tensões medidas (V)	$\underline{u}_{p_{medido}}$	305.1 <u>-10°</u>	305 <u>-10.01°</u>	305 <u>-9.73°</u>	305 <u>-9.73°</u>
	$\underline{u}_{n_{medido}}$	0	0	0	0
Componentes simétricas das Tensões estimadas (V)	$\underline{u}_{p_{estimado}}$	305.4 <u>-9.64°</u>	310.1 <u>-7.2°</u>	319.8 <u>-7.18°</u>	327.3 <u>-5.85°</u>
	$\underline{u}_{n_{estimado}}$	0.93 <u>136.9°</u>	1.45 <u>140.6°</u>	0.93 <u>135.2°</u>	1.45 <u>138.9°</u>