



Daniel José Medronho Foito

Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Deteção e Diagnóstico de Falhas em Sistemas de Acionamento com Máquinas de Indução Hexafásicas

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

Orientador: João Francisco Alves Martins, Professor Auxiliar,
Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade
Nova de Lisboa

Co-orientador: José Henrique Querido Maia, Professor Coordenador,
Escola Superior de Tecnologia de Setúbal do Instituto
Politécnico de Setúbal

Presidente: Prof. Doutor Luís Manuel Camarinha de Matos

Arguentes: Prof. Doutor Carlos Alberto Caridade Monteiro e Couto
Prof. Doutor Joaquim António Fraga Gonçalves Dente

Vogais: Prof. Doutor Armando José Pinheiro Marques Pires
Prof. Doutor Victor Manuel de Carvalho Fernão Pires
Prof. Doutor João Francisco Alves Martins
Prof. Doutor Mário Fernando da Silva Ventim Neves



Maio 2015



Daniel José Medronho Foito

Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Deteção e Diagnóstico de Falhas em Sistemas de Acionamento com Máquinas de Indução Hexafásicas

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

Orientador: João Francisco Alves Martins, Professor Auxiliar,
Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade
Nova de Lisboa

Co-orientador: José Henrique Querido Maia, Professor Coordenador,
Escola Superior de Tecnologia de Setúbal do Instituto
Politécnico de Setúbal

Presidente: Prof. Doutor Luís Manuel Camarinha de Matos

Arguentes: Prof. Doutor Carlos Alberto Caridade Monteiro e Couto
Prof. Doutor Joaquim António Fraga Gonçalves Dente

Vogais: Prof. Doutor Armando José Pinheiro Marques Pires
Prof. Doutor Victor Manuel de Carvalho Fernão Pires
Prof. Doutor João Francisco Alves Martins
Prof. Doutor Mário Fernando da Silva Ventim Neves



Mai 2015

Deteção e Diagnóstico de Falhas em Sistemas de Acionamentos com Máquina de Indução Hexafásica

Copyright © Daniel José Medronho Foito, Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa.

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

Agradecimentos

A realização deste trabalho só foi possível devido ao apoio incondicional de inúmeras pessoas, a quem quero expressar os meus sinceros agradecimentos.

Apresento os meus sinceros e reconhecidos agradecimentos ao Prof. Doutor João Martins pela preciosa orientação científica e inestimável ajuda prestada ao longo deste trabalho. Agradeço-lhe também as sugestões e críticas apresentadas, a excelente relação de trabalho mantida, bem como, a amizade demonstrada.

Ao meu co-orientador científico, Prof. Doutor José Maia, expresso os meus sinceros agradecimentos pelo seu empenho na realização deste trabalho, nomeadamente pela disponibilidade demonstrada no decorrer das diferentes fases da realização deste trabalho, permitindo encontrar o caminho para a sua concretização.

Aos colegas e amigos Doutor Vitor Pires, e Doutor Armando Cordeiro quero antes de mais agradecer o empenho e o apoio na concretização dos objetivos propostos.

A todos os colegas, docentes e funcionários da Escola Superior de Tecnologia de Setúbal e da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa, que de diferentes formas contribuíram para a concretização deste trabalho.

Às seguintes entidades, agradeço os apoios prestados:

- Ao Instituto Politécnico de Setúbal pelos subsídios concedidos para a participação em conferências científicas e dispensa de serviço docente no âmbito do “Programa de Apoio à formação Avançada de docentes do Ensino Superior Politécnico - PROTEC”.

- À Escola Superior de Tecnologia de Setúbal de Instituto Politécnico de Setúbal pelos meios laboratoriais disponibilizados essenciais à realização do presente trabalho.

- À Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa pelos meios disponibilizados para realização do presente trabalho.

Apresento ainda os meus sinceros agradecimentos a todos os familiares e amigos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Um agradecimento muito especial à Carla e ao Tomás, pelo companheirismo e apoio proporcionado ao longo deste trabalho.

Resumo

A automatização dos processos industriais, onde os acionamentos eletromecânicos representam a sua principal componente, levou à necessidade destes equipamentos funcionarem de forma ininterrupta. No entanto, nenhum acionamento está isento da ocorrência de uma falha, ou de uma combinação de falhas simultâneas, resultando num deficiente funcionamento ou mesmo na sua paragem. Neste contexto, a máquina de indução hexafásica apresenta-se especialmente indicada, pelas vantagens que o aumento do número de fases possibilita, para sistemas que requerem uma elevada disponibilidade.

O trabalho apresentado nesta dissertação tem como objetivo principal o estudo da deteção e diagnóstico de falhas num acionamento baseado em máquina de indução hexafásica. A metodologia adotada no trabalho baseia-se no desenvolvimento de um modelo matemático adequado à simulação e análise do funcionamento da máquina hexafásica, em modo normal e com falha, e no desenvolvimento de estratégias/métodos de deteção e diagnóstico de falhas, quer para a máquina de indução hexafásica quer para o respetivo inversor. Os métodos propostos são baseados na análise de padrões das correntes de fases.

Deste trabalho resultou ainda a implementação de um protótipo laboratorial de acionamento hexafásico. Os resultados obtidos por simulação e provenientes dos ensaios experimentais permitem validar o modelo proposto para a máquina de indução hexafásica, em modo normal e com falha, assim como os métodos de deteção e diagnóstico de falhas propostos. É ainda analisada a capacidade de funcionamento do acionamento desenvolvido em modo de falha.

Palavras-chave: Deteção e diagnóstico de falhas, Máquina indução hexafásica, Análise de padrões.

Abstract

Electric drives integrate a wide range of industrial applications to which are often demanding a good performance and uninterrupted operation. However, fault free electrical drives do not exist and single or multiple faults can result in undesirable behaviors or even lead the stop machine. In this context, the six phase induction machine seems to be a good solution due to the increased number of phases for allowing a high availability of the electric drives.

The work presented in this thesis has as main objective the study of fault detection and diagnosis in electrical drive based on six-phase induction machine. The methodology used in this study is based on the development of a mathematical model suitable for the simulation and analysis of the operation of the machine in both normal and fault operation mode. Also includes strategies for fault detection and diagnosis solutions in power electronic converters. The proposed methods are mainly based on the analysis of phase current patterns.

Based on the theoretical study performed it was implemented in the laboratory a prototype of an electrical drive with a six phase induction machine. The obtained results from simulations and laboratory experiments allow to confirm the proposed model for the six-phase induction machine in different operation conditions and also the adopted methodologies for fault detection and diagnosis. A detailed analysis of the electrical drive with several failure modes and conditions it is also presented.

Keywords: Detection and diagnosis fault, Six-phase induction motor, Pattern recognition.

Índice

AGRADECIMENTOS	vii
RESUMO	ix
ABSTRACT	xi
ÍNDICE	xiii
LISTA DE FIGURAS	xvii
LISTA DE TABELAS	xxv
LISTA DE SÍMBOLOS	xvii

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO	1
1.1 - PREÂMBULO	1
1.2 - ENQUADRAMENTO E MOTIVAÇÃO	2
1.2.1 - Questões de Investigação.....	3
1.2.2 - Hipóteses	3
1.2.3 - Objetivos.....	3
1.3 - ESTRUTURA/ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	4
1.3.1 - Organização Geral	4
1.3.2 - Símbolos e Convenções.....	6

CAPÍTULO 2

DETEÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM ACIONAMENTOS

ELETROMECAÑICOS: ESTADO DA ARTE.....	9
2.1 - INTRODUÇÃO	9
2.2 - CLASSIFICAÇÃO DAS FALHAS NA MÁQUINA DE INDUÇÃO.....	13
2.2.1 - Falhas Associadas ao Estator.....	15
2.2.2 - Falhas Associadas ao Rotor.....	19
2.2.3 - Falhas Associadas ao Veio	25
2.2.4 - Síntese das Falhas na Máquina Elétrica	29
2.3 - MÉTODOS DE DETEÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS NA MÁQUINA DE INDUÇÃO.....	30
2.3.1 - Métodos Baseados na Análise Espetral	32
2.3.2 - Métodos Baseados em Modelos	34
2.3.3 - Métodos Baseados no Reconhecimento de Padrões.....	36
2.4 - CLASSIFICAÇÃO DAS FALHAS NOS CONVERSORES ELETRÓNICOS POTÊNCIA	41
2.4.1 - Falhas no Retificador.....	45
2.4.2 - Falhas no Barramento CC.....	46
2.4.3 - Falhas no Inversor de Potência.....	46
2.4.4 - Falhas no Circuito de Comando e Controlo	50
2.4.5 - Falhas na Ligação do Inversor à Máquina.....	51
2.4.6 - Síntese das Falhas nos Conversores Eletrônicos de Potência.....	52
2.5 - MÉTODOS DE DETEÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS NOS CONVERSORES ELECTRÓNICOS DE POTÊNCIA.....	53
2.5.1 - Métodos Baseados na Componente CC das Correntes.....	54
2.5.2 - Métodos Baseados no Declive e Desvio da Corrente.....	55
2.5.3 - Métodos Baseados no Reconhecimento de Padrões.....	56
2.6 - CONCLUSÕES	57

CAPÍTULO 3

MODELAÇÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO HEXAFÁSICA

3.1 - INTRODUÇÃO	59
3.2 - MÁQUINAS DE INDUÇÃO POLIFÁSICAS	60
3.2.1 - Classificação das Máquinas de Indução Polifásicas.....	61

3.2.2 - Máquina de Indução Hexafásica.....	64
3.3 - MODELAÇÃO DA MÁQUINA HEXAFÁSICA.....	64
3.3.1 - Modelação da Máquina de Indução Hexafásica em Coordenadas Naturais.....	66
3.3.2 - Modelação da Máquina de Indução Hexafásica em Coordenadas $dq0$	75
3.4 - MODELAÇÃO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO HEXAFÁSICA COM FALHA	82
3.4.1 – Modelação da Falha nos Enrolamentos de Estator da Máquina Indução Hexafásica.....	84
3.4.2 – Modelação da Falha de Rotor da Máquina Indução Hexafásica.....	85
3.4.3 – Modelo da Máquina Indução Hexafásica com Falha.....	86
3.5 - RESULTADOS DO MODELO DA MÁQUINA HEXAFÁSICA	94
3.5.1 - Resultados de Simulação da Máquina com e sem Falha	96
3.5.2 - Resultados de Experimentais da Máquina com e sem Falha.....	98
3.6 - CONCLUSÕES	103

CAPÍTULO 4

DETEÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM ACIONAMENTOS HEXAFÁSICOS

105

4.1 - INTRODUÇÃO	105
4.2 - ANÁLISE DE PADRÕES DAS CORRENTES DE FASE.....	107
4.2.1 - Análise de Padrões das Correntes de Fase em Coordenadas Naturais	107
4.2.2 - Análise de Padrões das Correntes de Fase em Coordenadas $\alpha\beta0$	117
4.2.3 - Análise de Padrões das Correntes de Fase em Coordenadas $dq0$	126
4.2.4 - Síntese da Análise de Padrões das Correntes de Fase	131
4.3 - DETEÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS NA MÁQUINA DE INDUÇÃO HEXAFÁSICA.....	133
4.3.1 - Método de Detecção e Diagnóstico por utilização da Análise Geométrica das Componentes Principais.....	133
4.3.2 - Método de Detecção e Diagnóstico por utilização da Trajetória do Centro de Massa das Correntes de Fase em dq	150
4.4 - DETEÇÃO E DIAGNÓSTICO DE FALHAS NO INVERSOR HEXAFÁSICO	162
4.5 - CONCLUSÕES	171

CAPÍTULO 5

ACIONAMENTO HEXAFÁSICO EM OPERAÇÃO NORMAL E COM FALHA ...	173
5.1 - INTRODUÇÃO	173
5.2 - MODELAÇÃO DO INVERSOR DE TENSÃO HEXAFÁSICO	176
5.3 - ACIONAMENTO HEXAFÁSICO COM CONTROLO DIRETO DE BINÁRIO	182
5.3.1 - Acionamento Hexafásico com <i>DTC</i> em Operação Normal	189
5.3.2 - Acionamento Hexafásico com <i>DTC</i> em Operação com Falha	195
5.4 - CONCLUSÕES	210

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES	211
6.1 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	211
6.2 - CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS	214
6.3 - PERSPETIVAS DE DESENVOLVIMENTO FUTURO	215

BIBLIOGRAFIA	217
---------------------------	------------

Lista de Figuras

Figura 2.1 - Esquema de princípio do acionamento eletromecânico	9
Figura 2.2 - Classificação das Falhas nas máquinas de indução de rotor em curto-circuito, em função do seu tipo.....	13
Figura 2.3 - Distribuição das falhas nas máquinas de indução: a) Thomoson, 2001, b) Bonnet, 2008	14
Figura 2.4 - Representação das falhas nos enrolamentos de estator: a) Curto-circuito entre espiras, b) Curto-circuito entre enrolamentos, c) Curto-circuito entre o enrolamento e a carcaça, d) Enrolamento aberto	15
Figura 2.5 - Falhas nos enrolamentos de estator da máquinas de indução: a) Curto-circuito entre espiras, b) e c) Curto-circuito entre enrolamentos e a carcaça, d) Curto-circuito entre enrolamentos, e) e f) Máquina destruída. (Baccarini, 2005)	16
Figura 2.6 - Falhas associadas ao rotor: a) Rutura e quebra das barras da gaiola do rotor, b) Quebra do anel	20
Figura 2.7 - Falhas de rotor: a) e b) Quebra de barras, c) Rutura dos anéis de curto-circuito da gaiola do rotor. (Cunha, 2006).....	20
Figura 2.8 - Representação da máquina sem excentricidade: a) Vista frontal, b) Corte	22
Figura 2.9 - Representação da máquina com excentricidade estática: a) Vista frontal, b) Corte.....	23
Figura 2.10 - Representação da máquina com excentricidade dinâmica: a) Vista frontal, b) Corte.....	23
Figura 2.11 - Representação da máquina com excentricidade mista: a) Vista frontal, b) Corte.....	24
Figura 2.12 - Rolamento de esferas: a) Fotografia, b) Constituição (Bonaldi, 2005).....	26
Figura 2.13 - Falha no rolamento de esferas: a) e b) Falha no anel interno (Bonaldi, 2005), c) Falha nas esferas (Trajin, 2009)	27

Figura 2.14 - Desalinhamentos no acoplamento: a) Paralelo, b) Angular, c) Misto ou combinado	28
Figura 2.15 - Folga mecânica no acoplamento da máquina à carga	28
Figura 2.16 - Causas das falhas nas máquinas de indução: a) Internas, b) Externas	30
Figura 2.17 - Sistema de detecção e diagnóstico de falhas em máquinas elétricas (Santos, 2013).....	30
Figura 2.18 - Termograma da máquina elétrica: a) Máquina elétrica, b) Caixa de ligações. (Gonçalves, 2011)	37
Figura 2.19 - Representação geométrica da <i>PCA</i>	39
Figura 2.20 - Esquema de princípio de um conversor eletrônico de potência de um acionamento eletromecânico	42
Figura 2.21 - Falhas nos conversores em acionamentos: a) Distribuição por componente funcional, b) Distribuição por bloco constituinte.....	42
Figura 2.22 - Distribuição de falhas no conversor eletrônico de potência	44
Figura 2.23 - Localização de falhas no acionamento eletromecânico.....	45
Figura 2.24 - Falhas do tipo curto-circuito no retificador: a) Funcionamento normal sem falha, b) Falha no diodo <i>DI</i> com curto-circuito fase-fase, c) Falha no diodo <i>DI</i> com curto-circuito trifásico	46
Figura 2.25 - Falhas do tipo circuito aberto num braço do inversor: a) Falha no semiconductor inferior, b) Falha no semiconductor superior, c) Falha em ambos os semicondutores.....	48
Figura 2.26 - Falhas do tipo curto-circuito num braço do inversor: a) Falha no semiconductor inferior, b) Falha no semiconductor superior b) Falha em ambos os semicondutores.....	49
Figura 2.27 - Representação de falhas de curto-circuito do barramento <i>CC</i>	49
Figura 2.28 - Distribuição de fusíveis de proteção contra falhas do tipo curto-circuito no conversor eletrônico de potência.....	50
Figura 2.29 - Falha do tipo circuito aberto na ligação à máquina.....	51
Figura 2.30 - Falha do tipo curto-circuito na ligação à máquina: a) Curto-circuito fase-fase na ligação à máquina, b) Curto-circuito fase-fase na máquina, c) Curto-circuito fase-terra ...	52
Figura 2.31 - Distribuição das causas de falhas no conversor eletrônico de potência em função do elemento onde ocorrem: a) Causas internas, b) Causas externas	53
Figura 3.1 - Distribuição dos enrolamentos na máquina de indução hexafásica com $\alpha = 60^\circ$ com rotor em gaiola de esquilo	65
Figura 3.2 - Máquina de indução hexafásica com $\alpha = 60^\circ$: a) Distribuição espacial dos enrolamentos no estator e do rotor, b) Relação entre as estrelas do estator e do rotor ..	66
Figura 3.3 - Esquema equivalente da máquina de indução com dupla estrela no estator	74
Figura 3.4 - Distribuição espacial dos enrolamentos na máquina de indução hexafásica de $\alpha = 60^\circ$ e sua representação no plano <i>dq0</i>	76

Figura 3.5 - Representação dos subespaços $d_1q_1\theta_1$ e $d_2q_2\theta_2$ no plano $dq0$	76
Figura 3.6 - Representação vetorial da transformação de <i>Park</i> na estrela 1 de estator: $a_1b_1c_1$ para d_1q_1	78
Figura 3.7 - Representação vetorial da transformação de <i>Park</i> na estrela 2 de estator: $a_2b_2c_2$ para d_2q_2	78
Figura 3.8 - Esquema equivalente em duplo dq : a) Circuitos em dq_1 e dq_2 , b) Circuitos de sequência zero θ_1 e θ_2	82
Figura 3.9 - Falha nos enrolamentos de estator: a) Curto-circuito entre espiras, b) Circuito aberto	83
Figura 3.10 - a) Esquema ligações do enrolamento da fase “ a_1 ” para simular o curto-circuito entre espiras, b) Fotografia da máquina.	84
Figura 3.11 – Distribuição das tensões nos enrolamentos na máquina de indução hexafásica: a) Sistema equilibrado sem falha, b) Sistema desequilibrado com falha de estator.....	86
Figura 3.12 - Resultados de simulação da máquina sem falha: a) Correntes nas fases do estator, b) Correntes nas fases do rotor, c) Binário eletromagnético, d) Velocidade de rotação	94
Figura 3.13 - Resultados de simulação da máquina com carga: a) Correntes nas fases do estator, b) Correntes nas fases do rotor, c) Binário eletromagnético, d) Velocidade de rotação	95
Figura 3.14 - Resultados de simulação da máquina com falha: a) Correntes nas fases do estator, b) Correntes nas fases do rotor, c) Binário eletromagnético, d) Velocidade de rotação	96
Figura 3.15 - Resultados de simulação: a) Sem falha, b) Com falha	97
Figura 3.16 - Correntes de fase na máquina com falha no enrolamento da fase “ a_1 ”: a) Estrela 1, b) Estrela 2	97
Figura 3.17 - Resultados de simulação da máquina com falha de rotor $g_{R1} = 8$: a) Correntes nas fases do estator, b) Correntes nas fases do rotor, c) Binário eletromagnético, d) Velocidade de rotação	98
Figura 3.18 - Ligações do transformador trifásico com ponto médio no secundário.....	99
Figura 3.19 - Resultados de experimentais: a) Tensões em cada uma das estrelas, b) Tensões nas seis fases.	99
Figura 3.20 - Inversor tipo fonte de tensão hexafásico: a) Circuito de potência, b) Circuito de comando	100
Figura 3.21 - Resultados do transitório de arranque da máquina hexafásica em vazio: a) Resultados de simulação, b) Resultados de experimentais	100
Figura 3.22 - Correntes de fase da máquina hexafásica sem falha: a) Resultado de simulação, b) Resultado experimental.....	101
Figura 3.23 - Correntes de fase da máquina com falha na fase “ a_1 ”: a) Resultado de simulação, b) Resultado experimental.....	101

Figura 3.24 - Transitório da corrente na fase “ a_1 ” com falha: a) Resultado de simulação, b) Resultado experimental.....	102
Figura 3.25 - Correntes de fase da máquina com falha do tipo falta de fase “ a_1 ”: a) Resultado de simulação, b) Resultado experimental.....	102
Figura 3.26 - Correntes de fase da máquina com falha de rotor: a) Resultado de simulação, b) Resultado experimental.....	103
Figura 4.1 - Acionamento com máquina de indução hexafásica: a) Esquema de potência, b) Máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator com neutros independentes ..	106
Figura 4.2 - Representação a três dimensões das correntes de fase: a) Sistema trifásico, b) Dupla estrela de estator	108
Figura 4.3 - Representação a três dimensões das correntes de fase para uma falha na fase “ a_1 ” da estrela 1.....	110
Figura 4.4 - Representação a três dimensões das correntes de fase com falhas nas fases “ a_1 ”, “ b_1 ” e “ c_1 ”	110
Figura 4.5 - Representação a três dimensões das correntes de fase com falha na fase “ a_1 ”, com vários graus de severidade	111
Figura 4.6 - Representação a três dimensões das correntes de fase: a) Falha na fase “ a_1 ” da estrela 1, b) Falhas simultâneas nas fases “ a_1 ” e “ c_2 ” das estrelas 1 e 2, respetivamente	111
Figura 4.7 - Padrões das correntes de fase em coordenadas naturais para falha de enrolamento de fase na máquina hexafásica de dupla estrela: a) Fase “ a_1 ”, b) Fase “ b_1 ”, c) Fase “ c_1 ”, d) Fase “ a_2 ”, e) Fase “ b_2 ”, f) Fase “ c_2 ”.....	113
Figura 4.8 - Padrões das correntes de fase em coordenadas naturais para falha de enrolamento de fase na máquina hexafásica de dupla estrela: a) Fases “ a_1 ” e “ b_1 ”, b) Fases “ a_1 ” e “ c_1 ”, c) Fases “ b_1 ” e “ c_1 ”.....	113
Figura 4.9 - Padrões das correntes de fase em coordenadas naturais, na estrela 1, para falha de rotor: a) Sem carga, b) Carga de 3 Nm.	114
Figura 4.10 - Padrões das corrente de fase em coordenadas naturais para falha do tipo circuito aberto nos semicondutores da estrela 1: a) S_{a1} , b) S_{b1} , c) S_{c1} , d) \bar{S}_{a1} , e) \bar{S}_{b1} , f) \bar{S}_{c1}	116
Figura 4.11 - Padrões das corrente de fase em coordenadas naturais para falha de fase: a) Falha de fase “ a_1 ”, b) Falha de fase “ a_2 ”, c) Falha de fase simultânea nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ”.....	116
Figura 4.12 - Diagrama vetorial da transformação abc para $\alpha\beta$ na máquina hexafásica de duplo estator com neutros independentes.....	119
Figura 4.13 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes de fase da máquina hexafásica, sem falha: a) Simulação, b) Experimental.....	120
Figura 4.14 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes de fase para falha de enrolamento de fase na máquina hexafásica de dupla estrela: a) Fase “ a_1 ”, b) Fase “ b_1 ”, c) Fase “ c_1 ”, d) Fase “ a_2 ”, e) Fase “ b_2 ”, f) Fase “ c_2 ”	122

Figura 4.15 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes para falha na fase “ a_1 ” em função da carga: a) Vazio, b) Meia carga, c) Carga nominal.....	122
Figura 4.16 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes de fase para falha no rotor em função da carga: a) Vazio, b) Meia carga, c) Carga nominal.....	124
Figura 4.17 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes de fase para falha nos semicondutores: a) S_{a1} , b) S_{b1} , c) S_{c1} , d) \bar{S}_{a1} , e) \bar{S}_{b1} , f) \bar{S}_{c1} ..	125
Figura 4.18 - Padrões das corrente de fase em coordenadas naturais para falha do tipo falta de fase: a) Falha de fase “ a_1 ”, b) Falha de fase “ a_2 ”, c) Falha de fase simultânea nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ” ..	125
Figura 4.19 - Diagrama vetorial da transformação abc para dq da máquina hexafásica de duplo estator.	127
Figura 4.20 - Padrões no plano dq das correntes de fase para falha de estator em função da gravidade da falha: a) Sem falha $g_S = 1$, b) Com falha $g_S = 0,8$, c) Com falha $g_S = 0,6$..	128
Figura 4.21 - Padrões no plano dq das correntes de fase para falha de rotor em função da gravidade da falha: a) Sem falha, b) Com falha $g_R = 3$, c) Com falha $g_R = 9$	130
Figura 4.22 - Padrões das correntes de fase da estrela 1 no plano dq : a) Sem falha, b) Falha no semicondutor , c) Falha de braço ou falha de fase “ a_1 ” ..	131
Figura 4.23 - Representação geométrica das componentes principais.....	135
Figura 4.24 - Representação geométrica das componentes principais de acordo com o tipo de falha: a) Sem falha, b) Falha de rotor, c) Falha de estator.	136
Figura 4.25 - Fluxograma do algoritmo de detecção e diagnóstico de falha pela análise das correntes principais das correntes de fase.	138
Figura 4.26 - Montagem experimental: a) Diagrama, b) Fotografia, c) Ligações dos enrolamentos ..	141
Figura 4.27 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões da máquina sem falha: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	142
Figura 4.28 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões para falha de curto circuito entre espiras do enrolamento da fase “ a_1 ”: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais ..	144
Figura 4.29 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões para falha, de curto circuito entre espiras, simultaneamente nos enrolamentos das fases “ a_1 ” e “ b_2 ”: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	145
Figura 4.30 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões para uma falha de fase “ b_1 ”: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais	147
Figura 4.31 - Falha de rotor: a) Janela deslizante usada para determinar os valores próprios, b) Evolução dos valores próprios ao longo do tempo.	148
Figura 4.32 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões para uma falha de rotor: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	149
Figura 4.33 - Variação do índice de severidade: a) Com índice de falha g_S , b) Com a carga	150

Figura 4.34 - Representação do padrão das correntes de fase de estator no plano dq : a) Máquina sem falha, b) Falha de estator, c) Falha de rotor.....	151
Figura 4.35 - Fluxograma do algoritmo de detecção de falhas baseado na trajetória do centro de massa	152
Figura 4.36 - Representação no plano dq do raio da circunferência e a distância entre o centro da massa e da origem: a) Falha de estator, b) Falha de rotor.	154
Figura 4.37 - Estrutura do algoritmo para detecção de falhas na máquina de indução hexafásica	154
Figura 4.38 - Correntes de fase em coordenadas naturais e dq , representação no plano dq para máquina sem falha: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	156
Figura 4.39 - Correntes de fase em coordenadas naturais e dq , representação no plano dq para máquina com falha de estator: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	157
Figura 4.40 - Correntes de fase em coordenadas naturais e dq , representação no plano dq para máquina com falha de estator: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	158
Figura 4.41 - Representação das correntes no plano dq para máquina sem falha e com falhas de enrolamento estator	159
Figura 4.42 - Variação do raio da circunferência, distância ao centro do referencial e índice de severidade em função da gravidade da falha de estator g_s	160
Figura 4.43 - Variação do raio da circunferência, distância ao centro do referencial e índice de severidade em função do binário de carga da máquina: a) $g_s = 0,9$, b) $g_s = 0,5$	160
Figura 4.44 - Correntes de fase em coordenadas naturais e dq , representação no plano dq para máquina com falha de rotor: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais	162
Figura 4.45 - Fluxograma do método de detecção e diagnóstico de falhas no inversor	165
Figura 4.46 Representação dos braços do inversor e respectivos semicondutores de potência: a) Sem falha, b) Com falha no semicondutor superior, c) Com falha no semicondutor inferior, d) Falha no braço.....	165
Figura 4.47 - Correntes de fase e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} do inversor sem falha: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais	166
Figura 4.48 - Correntes de fase e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} do inversor com falha em " S_{a1} ": a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	167
Figura 4.49 - Correntes de fase e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} do inversor com falha em " \bar{S}_{a1} ": a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	168
Figura 4.50 - Correntes de fase de estator e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} com falha em " S_{b1} ": a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	169
Figura 4.51 - Resultados de simulação para falha nos semicondutores " S_{a1} " e " \bar{S}_{a1} ": a) Correntes de fase, b) Variáveis de diagnóstico NDV_{ij}	170

Figura 4.52 - Correntes de fase e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} do inversor com falha em “ S_{a1} ” e “ \bar{S}_{b1} ” : a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais	171
Figura 5.1 - Esquema de potência do acionamento eletromecânico com máquina de indução hexafásica	177
Figura 5.2 - Modelo simplificado do inversor de seis fases.....	178
Figura 5.3 - Distribuição dos vetores de tensão no plano $\alpha\beta$, para as estrelas 1 e 2.....	181
Figura 5.4 - Diagrama de blocos do controlo direto de binário... ..	183
Figura 5.5 - Evolução do vetor de fluxo do estator e do binário em função do vetor de tensão \vec{V}_2 : a) Fluxo de estator, b) Binário eletromagnético	187
Figura 5.6 - Evolução do fluxo do estator no plano $\alpha\beta$ em função do vetor de tensão aplicado no sentido anti-horário	187
Figura 5.7 - Representação dos setores espaciais no plano $\alpha\beta$	188
Figura 5.8 - Fotografia do protótipo experimental constituído por máquina de indução hexafásica e respetivo inversor.....	190
Figura 5.9 - Resultados de simulação: a) Correntes de fase de estator, b) Correntes de rotor, c) Velocidade de rotação, d) Binário eletromagnético.	191
Figura 5.10 - Correntes de fases do estator e velocidade de rotação para uma referência do tipo escalão de 600 rpm: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	192
Figura 5.11 - Evolução temporal do fluxo de estator e sua representação no plano $\alpha\beta$: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.	193
Figura 5.12 - Evolução temporal das correntes de fase de estator: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.	193
Figura 5.13 - Padrões das correntes de fase de estator no espaço a três dimensões para acionamento sem falha: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.	194
Figura 5.14 - Padrões das correntes de fase da estrela 1 em coordenadas naturais da máquina com controlo <i>DTC</i> : a) Falha de enrolamento de estator, b) Falha de rotor, c) Falha de braço do inversor	196
Figura 5.15 - Resultados de simulação do acionamento com falha de enrolamento da fase “ a_1 ” de estator: a) Correntes de fase de estator, b) Grandezas mecânicas (Binário e Velocidade).... ..	198
Figura 5.16 - Resultados experimentais do acionamento com falha de enrolamento da fase “a1” de estator: a) Correntes de fase , b) Binário e velocidade de rotação.....	198
Figura 5.17 - Padrões das correntes de fase de estator no espaço a três dimensões para acionamento com falha de enrolamento de estator: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.....	199
Figura 5.18 - Resultados de simulação do acionamento com falha de rotor: a) Correntes de fase de estator, b) Correntes de rotor, c) Binário, d) Velocidade de rotação.....	200

Figura 5.19 - Resultados de simulação do acionamento com falha de semicondutor “ S_{a1} ” do inversor: a) Corrente na fase “ a_1 ”, e b) Correntes nas restantes fases da estrela 1	201
Figura 5.20 - Resultados de simulação da evolução das variáveis de diagnóstico normalizadas, para falha de semicondutor “ S_{a1} ”	201
Figura 5.21 - Resultados de simulação do acionamento com falha de braço da fase “ a_1 ”: a) Correntes de fase do estator, b) Binário	202
Figura 5.22 - Resultados de simulação do acionamento com falha na fase “ a_1 ” em carga: a) Binário, b) Velocidade de rotação	203
Figura 5.23 - Resultados experimentais do acionamento com falha na fase “ a_1 ”: a) Correntes de fase , b) Binário e velocidade de rotação	203
Figura 5.24 - a) Vetores de tensão ativos no plano $\alpha\beta$ com falha de enrolamento na fase “ a_1 ” de estator, b) Representação do fluxo de estator no plano $\alpha\beta$	204
Figura 5.25 - Resultados de simulação do acionamento com falha de braço das fases “ a_1 ” e “ a_2 ”: a) Correntes de fase de estator, b) Binário, c) Velocidade de rotação....	205
Figura 5.26 - Resultados de simulação do acionamento com falha de braço das fases “ a_1 ” e “ a_2 ”: a) Binário, b) Velocidade de rotação	206
Figura 5.27 - a) Vetores de tensão ativos no plano $\alpha\beta$ com falha de braço das fases “ a_1 ” e “ a_2 ”: b) Representação do fluxo de estator no plano $\alpha\beta$	206
Figura 5.28 - a) Vetores de tensão ativos no plano $\alpha\beta$ com falha de braço das fases “ a_1 ” e “ b_2 ”, b) Representação do fluxo de estator no plano $\alpha\beta$	207
Figura 5.29 - Representação no plano $\alpha\beta$ dos vetores de tensão para a condição de falha: a) Fase “ a_1 ” da estrela 1, b) Fase “ b_1 ” da estrela 1, c) Fases “ a_1 ” da estrela 1 e “ a_2 ” da estrela 2, c) Fases “ a_1 ” da estrela 1 e “ b_2 ” da estrela 2.....	209

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Distribuição das falhas na máquina de indução de rotor em curto-circuito, em função do elemento onde ocorrem	14
Tabela 3.1 - Máquinas polifásicas do tipo I	62
Tabela 4.1 – Síntese da análise de padrões das correntes de fase	132
Tabela 4.2 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para máquina sem falha	142
Tabela 4.3 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para máquina com falha do tipo curto-circuito entre espiras na fase “ a_1 ”	143
Tabela 4.4 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para máquina com falha nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ”	145
Tabela 4.5 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para máquina com falha do tipo circuito aberto na fase “ b_1 ”	146
Tabela 4.6 - Resultados de simulação e experimentais dos valores próprios para máquina com falha de rotor.....	149
Tabela 4.7 - Resultados de Simulação e experimentais: Raio da circunferência, distancia entre o centro massa e origem do referencial e índice de severidade.....	159
Tabela 5.1 - Combinações dos semicondutores para os vetores de tensão para as estrelas de estator da máquina hexafásica	181
Tabela 5.2 - Sequência de vetores de tensão para o controlo direto de binário	189
Tabela 5.3 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para acionamento sem falha	195
Tabela 5.4 - Tipo de funcionamento do acionamento hexafásico com <i>DTC</i> em função das combinações de falhas simultâneas.	208

Lista de Símbolos

A	Matriz de correlação
C_e	Centro geométrico do estator
$Cov(.)$	Covariância
CP	Componente principal
C_r	Centro geométrico do rotor
C_R	Centro de rotação do rotor
Ct	Termo constante
D	Díodo de potência
dcm	Distância do centro de massa à origem do referencial dq
dco	Distância do centro de massa à origem do referencial abc
e_x	Erro; diferença entre os valores de referência e actual da grandeza indicada em índice
f	Frequência
g_R	Coefficiente de falha do rotor
g_S	Coefficiente de falha nos enrolamentos do estator
I	Intensidade de corrente elétrica (genérica)
i	Índice das fases do estator, $i = a, b, c$
I_{ef}	Valor eficaz da corrente
$I_{máx}$	Valor instantâneo máximo da intensidade de corrente elétrica
I_{med}	Valor médio da corrente
I_{Ri}	Intensidade de corrente elétrica na fase i no rotor
$i_{R\alpha} \ i_{R\beta}$	Correntes do rotor em coordenadas $\alpha\beta$

i_{sd}, i_{sq}	Correntes do estator em coordenadas dq
i_{rd}, i_{rq}	Correntes do rotor em coordenadas dq
I_{Sij}	Intensidade de corrente elétrica no enrolamento i da estrela j do estator
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Correntes do estator em coordenadas $\alpha\beta$
j	Índice das estrelas de estator, $j = 1, 2$
J	Momento de inércia
k_D	Coefficiente de atrito viscoso
L	Matriz dos coeficientes de auto-indução
L_{mR}	Coefficiente de indução de fugas ou de dispersão dos enrolamentos de uma fase do rotor
L_{mS}	Coefficiente de indução de fugas ou de dispersão dos enrolamentos de uma fase do estator
L_{RR}	Matriz dos coeficientes de auto-indução do rotor
L_{SS}	Matriz dos coeficientes de auto-indução do estator
m	Número de fases
M	Matriz dos coeficiente de indução mutua
M_{SR}	Matriz dos coeficientes de indução mutua entre os enrolamentos do estator e o rotor
M_{SS}	Matriz dos coeficientes de indução mutua entre os enrolamentos do estator e o estator
m_α	Número equivalente de fases
N_{CC}	Número de espiras do enrolamento de estator em curto-circuito
NDV	Variável de diagnóstico normalizado
N_S	Número de espiras do enrolamento de estator
p	Número de pares de pólos
$P(\theta)$	Matriz de transformação de <i>Clarke</i>
P_a	Potência absorvida
P_e	Potência electromagnética
R_1, R_2, R_3	Sequência de fases dos enrolamentos equivalentes do rotor
rc	Distância do centro de massa ao ponto mais afastado da figura padrão em coordenadas dq
rco	Distância do centro de massa ao ponto mais afastado da figura padrão em coordenadas abc
rco_{av}	Valor médio da distancia rco
R_o	Raio da circunferência padrão

R_R	Resistência elétrica dos enrolamentos de uma fase equivalente do rotor
R'_R	Resistência elétrica dos enrolamentos de uma fase equivalente do rotor vista no referencial do estator
R_S	Resistência elétrica dos enrolamentos do estator
s	Escorregamento
S_{aj}, S_{bj}, S_{cj}	Sequência de fases dos enrolamentos do estator
SI	Índice de severidade da falha
S_{ij}	Semicondutor eletrônico de potência do braço ou fase indicada no índice
Sk	Sector espacial no plano $\alpha\beta$
S_T	Sinal de saída do comparador de histerese de binário
S_ψ	Sinal de saída do comparador de histerese de fluxo de estator
T	Binário (genérico)
t	Tempo
t_0	Instante inicial
$T_{6D}(\alpha)$	Matriz de transformação de duplo abc para duplo $\alpha\beta$
T_e	Binário electromagnético
T_r	Binário de carga
U	Tensão ou diferença de potencial (genérica)
U_{CC}	Tensão contínua no barramento CC do inversor
$U_{m\acute{a}x}$	Valor instantâneo máximo da tensão
U_{Sij}	Tensão no enrolamento i da estrela j do estator
$Var(.)$	Variância
W	Energia magnética
x	Variável (genérica)
X_R	Reactância dos enrolamentos de uma fase equivalente do rotor
X'_R	Reactância dos enrolamentos de uma fase equivalente do rotor vista no referencial do estator
X_S	Reactância dos enrolamentos de uma fase de estator
T_C	Período de comutação
$n1, n2$	Pontos de neutro das estrelas de estator
X_m	Reactância mútua
$\frac{d}{dt}$	Derivada em ordem ao tempo
\vec{e}	Vetor principal

\vec{V}	Vetor espacial de tensão
$\vec{\psi}_S$	Vetor espacial de fluxo de estator
[.]	Matriz
[.] ^T	Matriz transposta
α	Ângulo de defasamento mecânico dois enrolamentos de fase de estator consecutivos (defasamentos entre as duas estrelas de estator)
φ	Ângulo de defasamento elétrico entre a tensão e corrente elétrica
λ	Valor principal
θ	Ângulo de posição do rotor relativamente à fase “ a_1 ” da estrela 1 de estator
θ_{R2}	Ângulo de posição do rotor relativamente à fase “ a_2 ” da estrela 2 de estator
θ_{Rd}	Ângulo de posição do eixo “ d ” relativamente à fase “ R_1 ” rotor
θ_{Sd}	Ângulo de posição do eixo “ d ” relativamente à fase “ a_1 ” da estrela 1 de estator
$\theta_{\psi S}$	Ângulo de posição do vetor de fluxo de estator
ρ	Correlação entre variáveis
σ	Desvio padrão
ω	Frequência angular da tensão
ω_m	Velocidade angular de rotação do rotor
ω_s	Velocidade angular do campo girante do estator (velocidade síncrona)
ξ	Número de estrelas de estator
ψ_R	Fluxo magnético do rotor
ψ_S	Fluxo magnético de estator
$\psi_{S\alpha} \psi_{S\beta}$	Componentes do fluxo magnético de estator em coordenadas $\alpha\beta$
Δx	Variação da grande indicada no índice

Lista de siglas

ANN	Rede neuronal artificial (<i>Artificial Neural Network</i>)
CA	Corrente alternada (<i>Alternating Current</i>)
CA-CC	Conversor corrente alternada – corrente contínua
CC	Corrente contínua (<i>Direct Current</i>)
CC-CA	Conversor corrente contínua – corrente alternada
CPV	Vetor de Park (<i>Complex Vector Park</i>)
DAQ	Sistema de aquisição de dados (<i>Data Acquisition</i>)
DFT	Transformada discreta de Fourier (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
DSP	Processador digital de sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
dsPIC	Microcontrolador
DTC	Controlo direto de binário (<i>Direct Torque Control</i>)
DTPIM	Motor de indução hexafásico de dupla estela de estator (<i>Dual Three-Phase Induction Motor</i>)
FFT	Transformada rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FOC	Método de controlo por orientação de campo (<i>Field Oriented Control</i>)
IGBT	Transistor bipolar de gate isolada (<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>)
LabVIEW	<i>Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench</i>
MCSA	Análise espectral das correntes do estator (<i>Motor Current Signature Analysis</i>)
MOSFET	Transistor de efeito de campo (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
PCA	Análise das componentes principais (<i>Principal Component Analysis</i>)
PI	Regulador do tipo Proporcional-Integral
PWM	Modulação por largura de impulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SPWM	Modulação por largura de impulso sinusoidal (<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>)
V/f	Técnica de controlo do motor de indução baseada na relação entre o valor eficaz da tensão e a frequência
VSI	Inversor como fonte de tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)



Introdução

1.1 – Preâmbulo

Atualmente, a máquina de indução, especialmente a de rotor em curto-circuito (gaiola de esquilo) é a mais utilizada em acionamentos eletromecânicos em ambiente industrial, dado a sua robustez, baixo custo, alta fiabilidade e capacidade de trabalhar em ambientes agressivos.

Por este motivo, a manutenção dos equipamentos e das instalações industriais tem assumido importância acrescida nas últimas décadas, particularmente devido à exigência do seu funcionamento contínuo ou com o mínimo de paragens possível. Assim, têm-se desenvolvido novas estratégias de manutenção e supervisão do bom funcionamento dos equipamentos no setor industrial, nomeadamente nos acionamentos eletromecânicos (nas máquinas elétricas e nos conversores eletrônicos de potência), afim de evitar interrupções na produção e custos de manutenção desnecessários.

A estratégia de manutenção mais simples, a manutenção corretiva, que consiste na atuação após a ocorrência da falha, normalmente substituindo o equipamento com falha. Uma segunda estratégia, a manutenção preventiva, que consiste na revisão periódica dos equipamentos mesmo que não existam falhas, é baseada no tipo de utilização e no tempo de vida de cada equipamento. Finalmente a manutenção preditiva consiste na utilização de técnicas de monitorização e análise que visam detetar o desenvolvimento de falhas ainda num estado muito inicial.

Nos acionamentos eletromecânicos, as falhas nas máquinas elétricas e nos respectivos conversores eletrônicos de potência interrompem o processo produtivo, com a respectiva quebra de produção, podendo mesmo causar danos noutras máquinas e equipamentos da instalação industrial, pelo efeito de propagação de falhas. Assim, um eficaz controlo do acionamento associado a um sistema de deteção e diagnóstico de falhas elétricas e mecânicas, permite uma redução dos custos de manutenção e maximização produção.

Neste sentido, os sistemas tolerantes a falhas, permitem uma operação económica e de elevada utilização ao longo do tempo, com apenas curtos tempos de paragem, normalmente programadas. Isso tem como consequência a necessidade duma monitorização para a deteção e diagnóstico de falhas nos acionamentos.

1.2 - Enquadramento e Motivação

Numa sociedade em que a competitividade empresarial, a continuidade da produção e a contenção de custos de manutenção e operação constituem as prioridades de qualquer unidade produtiva, torna-se premente detetar atempadamente falhas, por vezes imprevisíveis, que põem em causa a da produção. A deteção e diagnóstico de falhas associada a sistemas de controlo tolerante a falhas em acionamentos eletromecânicos, podem garantir uma maior disponibilidade dos equipamentos e instalações industriais.

Nesse sentido a máquina de indução hexafásica, que acrescenta à tradicional máquina trifásica, um conjunto de vantagens, nomeadamente uma maior fiabilidade devido pela redundância inerente ao maior número de fases, oferece maior capacidade de funcionamento do acionamento eletromecânico na presença de falhas. Para além da redundância a máquina hexafásica apresenta como vantagens adicionais: uma redução das oscilações de binário eletromagnético e menores correntes por fase para a mesma potência, o que resulta também numa vantagem para o conversor eletrónico de potência.

Nesse seguimento, será proposto neste trabalho um acionamento eletromecânico baseado em máquina de indução hexafásica e respetivo conversor eletrónico de potência, equipado com um sistema de deteção e diagnóstico de falhas.

Neste trabalho foram tidas em conta a seguinte questão de investigação e hipóteses.

1.2.1 - Questão de Investigação

A utilização de técnicas baseadas em análise de padrões das correntes de fase e consequente definição de índice de severidade, representará uma boa solução para a deteção e diagnóstico de falhas em acionamentos eletromecânicos baseados em máquinas de indução polifásicas?

1.2.2 - Hipóteses

Hipótese 1: A utilização da análise das componentes principais e análise do centro de massa dos padrões das correntes de fase são métodos eficazes para a deteção e diagnóstico de falhas no acionamento.

Hipótese 2: A partir dos métodos referidos na hipótese 1 é possível definir índices de de severidade robustos.

1.2.3 - Objetivos

Este trabalho tem por principal objetivo apresentar contribuições na área dos acionamentos eletromecânicos, tendo sempre presente a melhoria da fiabilidade dos mesmos. O trabalho centra-se na utilização de máquinas de indução hexafásicas e respetivos conversores eletrónicos de potência com vista ao aumento da fiabilidade do acionamento eletromecânico. Devido à redundância intrínseca na utilização de um número superior de fases, a utilização da máquina hexafásica associada a novas técnicas de diagnóstico aponta para o desenvolvimento de um sistema tolerante a falhas, com o qual se pretende alcançar os seguintes objetivos:

- Do ponto de vista tecnológico:

a) Desenvolvimento implementação e testes em protótipo, de um sistema de acionamento baseado em máquina hexafásica, a qual conterà dispositivos de potência (inversor de seis fases), controlo e aquisição de dados. O protótipo também será reconfigurável por forma a reconfigurar o número de fases ativas em caso de falha;

b) Desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados para o acionamento hexafásico, permitindo o desenvolvimento e implementação de um sistema de deteção e diagnóstico de falhas em máquinas de indução hexafásicas e respetivo conversor eletrónico de potência.

c) Validação das estratégias adotadas através de ensaios de simulação e experimentais.

- Do ponto de vista científico:

a) Estabelecer um modelo dinâmico para a máquina hexafásica, que possibilite a simulação de falhas de estator e de rotor e que deverá ser validado experimentalmente utilizando a protótipo desenvolvido;

b) Desenvolvimento de técnicas para o diagnóstico de falhas, utilizando algoritmos de deteção de falhas adaptados a acionamentos com máquinas de indução hexafásica (quer no conversor eletrónico quer na própria máquina).

c) Desenvolvimento de índices de severidade associados às falhas nas máquinas hexafásicas.

1.3 – Estrutura e Organização da Dissertação

1.3.1 - Conceção e Organização Geral

A presente dissertação encontra-se dividida em seis capítulos. Procurou-se com esta organização apresentar uma sequência lógica do trabalho desenvolvido pelo autor. Os vários temas abordados são interligados de forma a facilitar a leitura. De salientar que ao longo dos

capítulos, quando considerado conveniente, far-se-á uso de ilustrações de modo a facilitar a compreensão dos assuntos abordados durante o processo de leitura.

Para além deste capítulo, onde se introduz o tema, o enquadramento, a questão de investigação e respetivas hipóteses, os objetivos do estudo realizado e organização da dissertação, o conteúdo dos seguintes capítulos é o seguinte:

Capítulo 2: Neste capítulo são apresentadas as principais e mais frequentes falhas nos acionamentos eletromecânicos, com máquina de indução e conversor eletrónico de potência do tipo fonte de tensão. São também apresentados vários métodos de deteção e diagnóstico de falhas nas máquinas elétricas e no conversor.

Capítulo 3: Neste capítulo é feita uma descrição das máquinas de indução polifásicas (com número de fases maior que três) referenciando as respetivas características, vantagens e desvantagens, face à máquina de indução trifásica. É também desenvolvido e apresentado um modelo matemático para a máquina de indução hexafásica em coordenadas naturais que permita simulação da máquina em funcionamento com e sem falha. Por fim, para validar o modelo desenvolvido, é apresentado um conjunto de resultados de simulação e experimentais em diversas condições de funcionamento da máquina.

Capítulo 4: Neste capítulo serão propostos métodos de deteção e diagnóstico de falhas para o acionamento hexafásico baseados na análise de padrões das correntes de fase. Na deteção de falhas na máquina hexafásica são propostos dois métodos. O primeiro é baseado na análise geométrica das respetivas componentes principais das correntes de fase em coordenadas naturais e o segundo na análise da evolução do centro de massa das correntes de fase em coordenadas dq . Para a deteção e identificação de falhas no inversor de potência será também proposto um método baseado na análise do centro de massa das respetivas correntes de fase. Para validação dos métodos, é apresentado um conjunto de resultados de simulação e de ensaios experimentais para diversos tipos de falha.

Capítulo 5: Neste capítulo será apresentado um acionamento hexafásico com controle de velocidade baseado no controle direto de binário em operação normal e com falha. Apresenta-se ainda uma análise sobre impacto que os diferentes tipos de falha e a sua localização têm no funcionamento do acionamento hexafásico, suportada num conjunto de resultados de simulação e de ensaios experimentais do controle proposto.

Capítulo 6: Neste capítulo são apresentadas as conclusões mais importantes do presente trabalho, bem como apontadas orientações e perspectivas para desenvolvimento futuro.

1.3.2 - Símbolos e Convenções

Todos os números de ordem utilizados nesta dissertação encontram-se escritos em numeração árabe, com exceção das páginas iniciais (resumo, agradecimentos e o índice) onde é usada numeração romana.

Esta dissertação encontra-se dividida em seis capítulos referenciados por um número de ordem. Cada capítulo está dividido em seções referenciadas por dois números de ordem separados por um ponto. Por sua vez, cada seção está dividida em parágrafos referenciados por três números de ordem separados por dois pontos.

As equações são numeradas de forma contínua ao longo de cada capítulo, referenciadas por dois números de ordem separados por um ponto e colocados entre parêntesis ($x.y$), em que x representa o número do capítulo e y o número da equação.

De igual modo, as figuras e tabelas são numeradas de uma forma contínua ao longo de cada capítulo e referenciadas por dois números de ordem separados por um ponto.

A citação das referências bibliográficas é realizada utilizando a forma (Autor, Ano), onde “Autor” representa o apelido do primeiro autor, e “Ano” o ano de publicação. Quando o autor ou conjunto de autores, possuírem mais do que uma publicação no mesmo ano, citados na presente dissertação, é colocada uma letra minúscula na sequência dos algarismos referentes ao ano.

O recurso a termos que não fazem parte da Língua Portuguesa foi, na medida do possível, evitado. Pretendeu-se, também, que as traduções utilizadas para os termos técnicos fossem de uso corrente. No entanto, em algumas situações, tal não foi possível e alguns termos, cujo sentido se considerou poder não ser compreendido de imediato, surgem acompanhados pela sua designação em língua estrangeira original, colocada entre parêntesis e em itálico.

O sistema de unidades de medida utilizado ao longo da dissertação corresponde, salvo menção expressa em contrário, ao Sistema Internacional (*S.I.*) de unidades de medida, com os respetivos símbolos e as abreviaturas utilizadas para os múltiplos e submúltiplos.



Deteção e Diagnóstico de Falhas em Acionamentos Eletromecânicos: Estado da Arte

2.1 – Introdução

Os acionamentos eletromecânicos são sistemas constituídos por máquinas elétricas, conversores eletrônicos de potência e respetivo circuito de comando e controlo, como se apresenta na Figura 2.1. Estes têm como principal objetivo a conversão de energia elétrica em energia mecânica destinada a acionar um determinado equipamento. Estima-se que o número total de máquinas elétricas em funcionamento a nível mundial em 2011, fosse cerca de 16,1 biliões, com uma taxa de crescimento de 50 % nos últimos 5 anos (Toliyat, 2012).

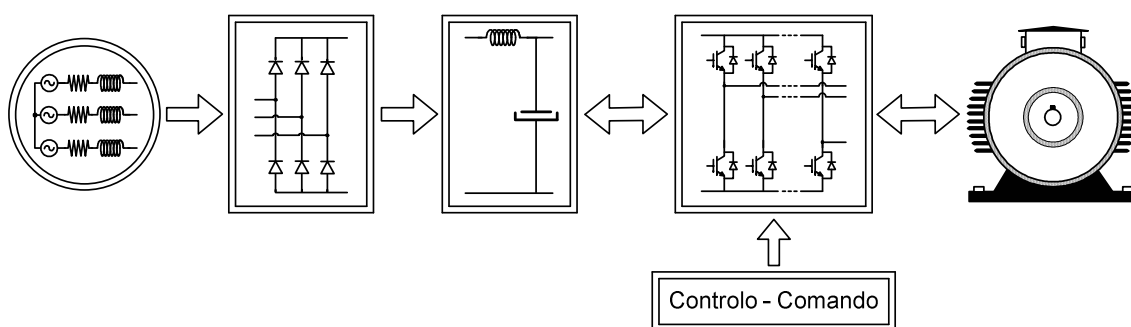


Figura 2.1 – Esquema de princípio do acionamento eletromecânico.

Nos acionamentos eletromecânicos, as falhas podem ter como consequência uma redução do desempenho ou mesmo a interrupção do processo industrial do qual fazem parte integrante, reduzindo assim a produção, ou causando danos noutras máquinas ou equipamentos do mesmo processo industrial. A monitorização do funcionamento do acionamento permite detetar e diagnosticar a existência de falhas numa fase incipiente, permitindo assim evitar quebras de produção bem como os custos associados de não produção e reparação.

Os programas de manutenção usados no setor industrial são diversos e dependem das condições de funcionamento de cada instalação bem como do tipo de equipamentos instalados. A sua correta aplicação permite reduzir bastante os custos de não produção e de manutenção. Atualmente as técnicas mais utilizadas em ambiente industrial são as seguintes (Silva, 2008):

- **Manutenção corretiva:** forma mais simples de manutenção, pois apenas é desencadeada após a ocorrência de alguma falha, normalmente com a substituição das peças ou equipamentos defeituosos. Além do custo envolvido na reparação, a indisponibilidade do equipamento origina perda de produção e acréscimo nos respetivos custos de produção.
- **Manutenção Preventiva:** também chamada de manutenção periódica, consiste na revisão periódica dos equipamentos, mesmo que não existam falhas, sendo baseada no tipo de utilização e no tempo de vida útil de cada equipamento. Apresenta como vantagem o facto de prevenir algumas falhas, mas envolve a paragem do equipamento (muitas vezes desnecessária) e a eventual substituição de peças não defeituosas. Mesmo que executada de forma correta, algumas peças ou equipamentos podem eventualmente falhar ainda antes do tempo previsto para a sua manutenção ou substituição. Desta forma, quando uma falha não é evitada não se podem evitar custos envolvidos na paragem do processo, bem como os custos associados à mão-de-obra e ao armazenamento de peças e equipamentos. Existe ainda a possibilidade de inadvertidamente provocar falhas num equipamento em funcionamento durante as operações de manutenção. Quando é realizada a troca de uma peça ou equipamento rigorosamente após o seu tempo de vida útil previsto, independentemente da sua condição, este tipo de manutenção também se designa por manutenção sistemática.

- **Manutenção Preditiva:** consiste na utilização de técnicas de monitorização e análise que visam detetar o desenvolvimento de falhas ainda num estado muito inicial. Assim, reduzem-se custos associados com reparações desnecessárias e paragens não programadas, permitindo o controlo das paragens programadas e do armazenamento de peças de substituição. Este tipo de manutenção envolve técnicas, normalmente não-invasivas, de monitorização e análise que requerem instalação de instrumentação adequada e pessoal especializado.

Nos últimos anos, uma nova técnica de manutenção tem sido estudada e aplicada: a designada como manutenção inteligente ou pró-ativa. Este tipo de manutenção consiste numa evolução das tradicionais técnicas de manutenção, baseadas na reparação após a falha e na substituição de peças em fim de vida útil, para uma manutenção mais centrada na monitorização, previsão e diagnóstico de ocorrência de falhas (Silva, 2008). Na realidade trata-se de uma evolução do conceito de manutenção preventiva.

A manutenção inteligente consiste na monitorização do equipamento e do desgaste devido ao seu funcionamento normal ou a condições adversas, permitindo o atempado diagnóstico e quantificação da perda de desempenho do sistema, fornecendo informações importantes para a equipa de manutenção e permitindo atuar de uma forma automática ou não sobre o referido equipamento. Assim, quando é detetada uma falha, o sistema poder-se-á reconfigurar automaticamente por forma a continuar em operação, ainda que num modo de funcionamento degradado, até à realização da necessária operação de manutenção. Na manutenção inteligente, a monitorização, a deteção, o diagnóstico e a previsão de falhas são realizadas por recurso a sistemas inteligentes, com capacidade de análise, previsão e diagnóstico em tempo real (Bonaldi, 2005).

Esta estratégia de manutenção apresenta como vantagens a redução da equipa de manutenção, uma diminuição das paragens do processo produtivo por ocorrência de falhas e uma melhoria das previsões do tempo de vida útil do equipamento bem como da previsão da ocorrência de falhas. No entanto, tem como desvantagens a necessidade de um plano de manutenção bem definido e rigoroso, uma equipa de manutenção especializada em novas tecnologias (uma vez que cada processo requer um sistema de manutenção único e específico), e um maior investimento de recursos em tecnologia, quando comparado com outras estratégias ditas tradicionais.

De forma a clarificar alguns conceitos e definições relativas a falhas e respetivos sistemas de deteção e diagnóstico, apresentam-se de seguida algumas definições utilizadas no âmbito do presente trabalho (Cardoso, 2006):

- **Falha:** Desvio não permissível ao comportamento aceitável, habitual ou padrão, de pelo menos, uma propriedade, característica ou parâmetro do sistema. Podem ser subdivididas em:
 - Falhas abruptas: falha cujo efeito aparece repentinamente.
 - Falhas incipientes: falha cujo efeito aparece progressivamente.
 - Falhas intermitentes: aparecem de forma abrupta e consecutiva em intervalos de tempo curtos e aleatórios.
 - Falhas permanentes: ocorrem de forma abrupta e definitiva.
- **Avaria:** Interrupção permanente da capacidade de um dispositivo ou sistema para executar uma função requerida sob condições de funcionamento específicas.
- **Monitorização:** Tarefa contínua em tempo real destinada a determinar as condições de funcionamento de um sistema físico, para registro de informações, com capacidade detetar e identificar possíveis falhas anomalias de funcionamento.
- **Deteção de falhas:** Determina a existência ou presença de falhas no sistema, assim como, o momento da sua ocorrência, normalmente integrado na motorização.
- **Isolamento de falhas:** Determina o tipo, localização e tempo de deteção da falha. Ocorre após a etapa da deteção de falhas.
- **Identificação de falhas:** Determina o tamanho e comportamento da variação temporal da falha. Segue-se ao isolamento de falhas.
- **Diagnóstico de falhas:** Determina o tipo, tamanho, localização e o momento da ocorrência da falha. Inclui a deteção, o isolamento e a identificação de falhas.

Neste capítulo serão apresentados de seguida vários tipos de falhas, possíveis causas e efeitos, referentes à máquina de indução e ao respetivo conversor eletrónico de potência. Serão também apresentados métodos de deteção e diagnóstico de falhas mais usuais para cada um destes equipamentos.

2.2 - Classificação das Falhas na Máquina de Indução

Nas máquinas de indução de rotor em curto-circuito ou gaiola de esquilo, as falhas podem ser divididas em dois grandes grupos, como se apresenta na Figura 2.2: falhas do tipo elétrico ou mecânico. Entre as falhas do tipo mecânico as mais comuns encontram-se associadas a defeitos no veio, como sejam desalinhamentos, falhas nos rolamentos ou no acoplamento do veio do rotor. As falhas do tipo elétrico podem estar associadas a defeitos no estator e/ou no rotor, como sejam as falhas nos enrolamentos do estator ou a quebra das barras ou anéis do rotor, no caso das máquinas de rotor de gaiola de esquilo.

Embora não fazendo parte do estudo no presente trabalho, a máquina de indução de rotor bobinado apresenta o mesmo tipo de falhas associadas ao estator e ao veio que a de rotor em curto-circuito. Já as falhas associadas ao rotor devem-se essencialmente a defeitos nos enrolamentos e nos anéis/escovas.

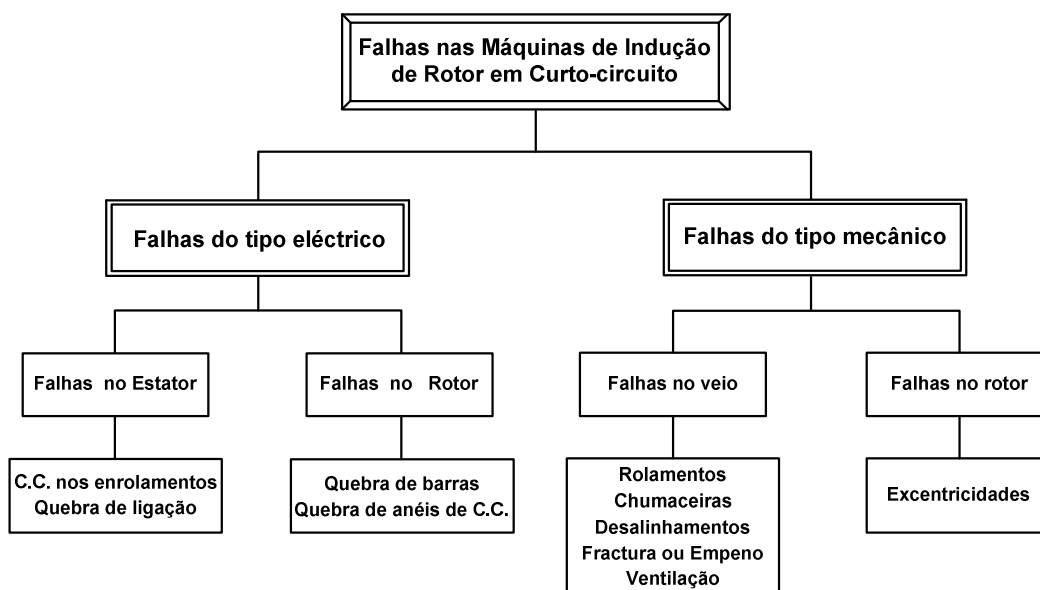


Figura 2.2 – Classificação das Falhas nas máquinas de indução de rotor em curto-circuito, em função do seu tipo.

Existem na literatura vários estudos realizados com o objetivo de quantificar a distribuição de falhas nas máquinas de indução. A título de exemplo apresentam-se na Figura 2.3 resultados de dois desses estudos, referentes aos resultados das distribuições das falhas segundo a sua localização (Thomson, 2001) e (Bonnet, 2008). Nos últimos anos verificou-se uma evolução na qualidade das máquinas elétricas, quer ao nível da construção dos

enrolamentos de estator quer ao nível das barras do rotor, com uma redução significativa do número de falhas da máquina associadas a falhas do tipo elétrico. A maioria das falhas nas máquinas de indução, como indica o estudo mais recente, está associada hoje em dia a falhas do tipo mecânico, nomeadamente ao nível dos rolamentos.

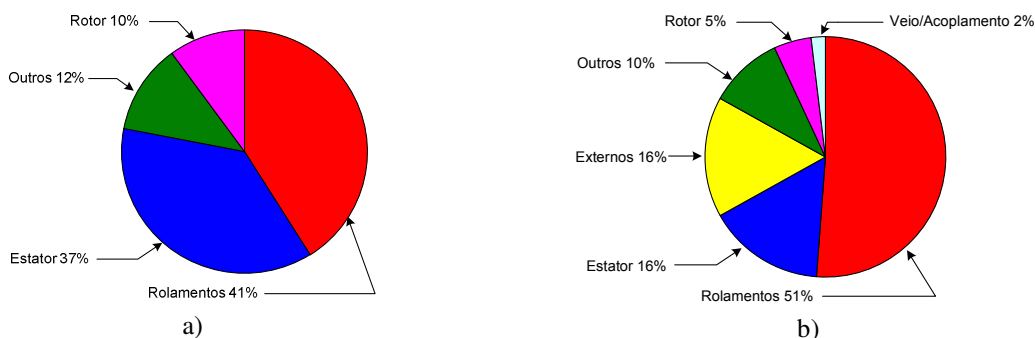


Figura 2.3 – Distribuição das falhas nas máquinas de indução: a) Thomason, 2001, b) Bonnet, 2008.

As falhas nas máquinas elétricas podem também agrupar-se conforme o elemento da máquina onde ocorrem. Considerando a máquina de rotor em curto-circuito apresenta-se na Tabela 2.1 uma distribuição das falhas em função do elemento da máquina onde estas ocorrem. Nas secções seguintes descrever-se-ão mais em detalhe estas falhas.

Tabela 2.1 – Distribuição das falhas na máquina de indução de rotor em curto-circuito, em função do elemento onde ocorrem.

Elemento	Falha
Estator	Curto-circuito entre espiras no mesmo enrolamento
	Curto-circuito entre enrolamentos diferentes
	Curto-circuito entre o enrolamento e a carcaça (terra)
	Circuito aberto ou falta de fase
Rotor	Quebra ou rutura das barras da gaiola do rotor
	Quebra ou rutura dos anéis de curto-circuito da gaiola do rotor
	Excentricidade do entreferro
Veio	Falhas nas chumaceiras
	Falhas nos rolamentos
	Desalinhamentos e folgas mecânicas
	Fratura e empeno do veio
	Ventilação

2.2.1 - Falhas associadas ao estator

As falhas mais comuns associadas ao estator devem-se a defeitos nos enrolamentos de estator e estão normalmente associadas a falhas de construção ou operação inadequada. Estas caracterizam-se normalmente por dois tipos distintos de falha: curto-circuito e circuito aberto. As falhas do tipo curto-circuito podem resultar de vários tipos de contacto, tais como: entre o enrolamento e a carcaça da máquina, entre espiras do mesmo enrolamento, bobinas de uma mesma fase ou entre enrolamentos de fases diferentes. Na Figura 2.4 a) a c) apresenta-se uma representação esquemática das diferentes falhas nos enrolamentos de estator. Este tipo de falhas tem geralmente uma evolução muito rápida, nomeadamente na situação de curto-circuito entre enrolamentos e entre os enrolamentos e a carcaça onde as correntes de curto-circuito evoluem muito rapidamente o que torna difícil a sua deteção a tempo de evitar a destruição da máquina. As falhas de tipo circuito aberto manifestam-se por interrupção do circuito elétrico, de forma semelhante à falta de fase de alimentação, como se apresenta na Figura 2.4 d).

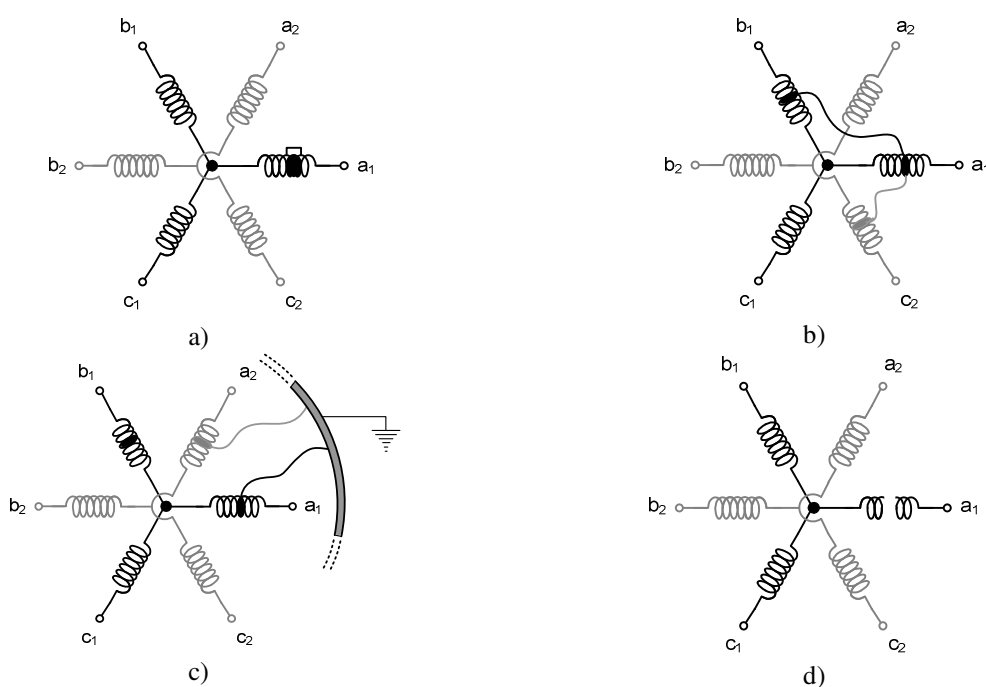


Figura 2.4 - Representação das falhas nos enrolamentos de estator: a) Curto-circuito entre espiras, b) Curto-circuito entre enrolamentos, c) Curto-circuito entre o enrolamento e a carcaça, d) Enrolamento aberto

Na Figura 2.5 apresenta-se um conjunto de fotografias de máquinas de indução após ocorrência falhas nos enrolamentos de estator. As falhas do tipo curto-circuito entre espiras ou entre enrolamentos, apresentadas nas Figuras 2.4 a) a c) num estado inicial, se não forem atempadamente detetadas podem dar origem à destruição da máquina, como se mostra nas Figuras 2.5 e) e f).

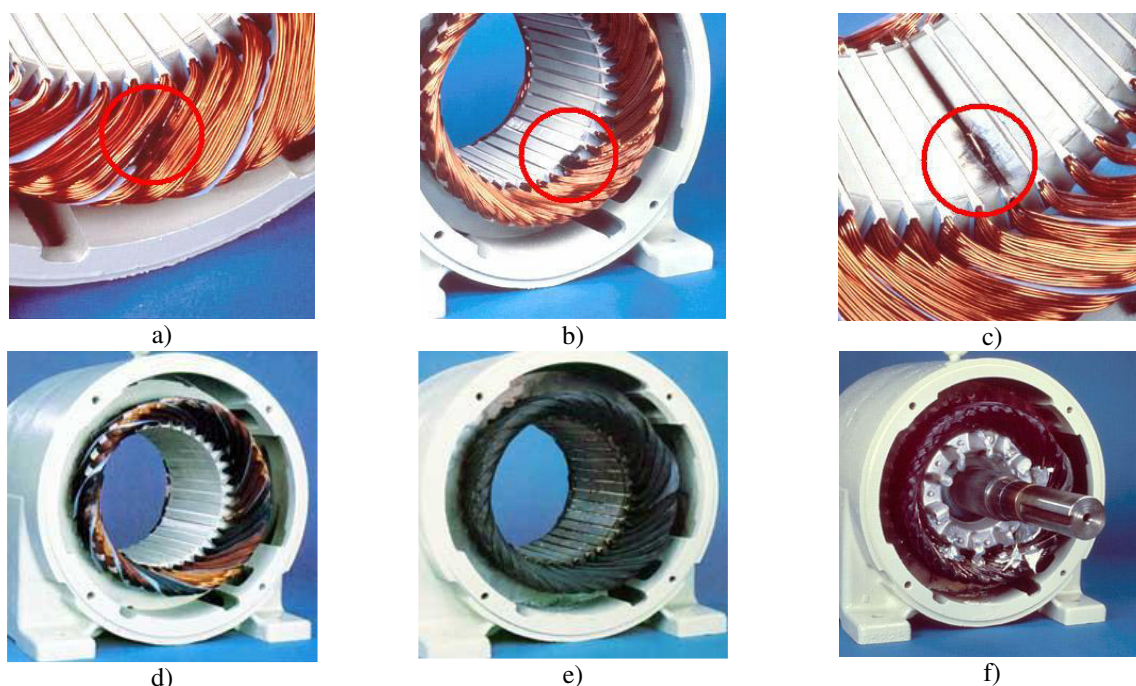


Figura 2.5 - Falhas nos enrolamentos de estator da máquinas de indução: a) Curto-circuito entre espiras, b) e c) Curto-circuito entre enrolamentos e a carcaça, d) Curto-circuito entre enrolamentos, e) e f) Máquina destruída. (Baccarini, 2005)

a) Falha do tipo curto-circuito

A falha do tipo curto-circuito está geralmente associada a problemas de isolamento, os quais podem ser ocasionados pela degradação das propriedades dos materiais isolantes dos enrolamentos da máquina, ser devidos a defeitos de construção, serem resultado de se ter excedido o limite máximo de tensão e/ou corrente, ou ainda devido a elevada temperatura de operação por deficiente ventilação ou esforços mecânicos excessivos. Na máquina, as várias perdas elétricas e mecânicas resultam num aumento da temperatura das várias partes constituintes da mesma, o que associado às condições de funcionamento ambientais hostis, pode levar a que o material isolante se possa degradar prematuramente, acabando por deixar

de desempenhar a sua função e resultando numa falha do tipo curto-circuito. As falhas do tipo curto-circuito podem manifestar-se de várias formas, tais como:

a.1) Curto-circuito entre espiras no mesmo enrolamento

Um curto-circuito entre espiras da mesma fase é uma das falhas de estator mais comum (Bonnet, 2008), sendo causada por um ou vários defeitos no isolamento do enrolamento em causa. Esta falha origina um aumento das correntes de fase do estator afetadas associado a uma ligeira variação da amplitude nas restantes fases. Resulta ainda num aumento de temperatura do enrolamento, associado a uma degradação acelerada de isolamento que pode resultar num conjunto de falhas em cadeia (aparecimento de um segundo ou mais curto-circuitos). No entanto, o valor médio do binário eletromagnético desenvolvido pela máquina permanece praticamente inalterado

a.2) Curto-circuito entre enrolamentos de diferentes fases

Este tipo de falha é normalmente consequência do curto-circuito entre espiras que se propaga aos outros enrolamentos. Esta falha pode acontecer em qualquer parte do enrolamento, no entanto o impacto não será o mesmo dependendo da sua localização. Conforme a localização do curto-circuito o seu efeito varia, ou seja, a gravidade do curto-circuito decresce à medida que a sua localização é mais próxima do ponto de neutro na ligação em estrela. Esta característica, associada ao tipo de ligação dos enrolamentos do estator, torna difícil uma análise do impacto desta falha na máquina. Quando ocorre um curto-circuito entre as fases perto da fonte alimentação, o mesmo origina correntes muito elevadas que resultam na fusão de condutores de alimentação e/ou atuação das proteções. Por outro lado, um curto-circuito entre dois enrolamentos de fases distintas junto ao neutro (quando os enrolamentos são ligados estrela) resulta num desequilíbrio das correntes nas fases, mas sem causar a fusão dos condutores porque as correntes de curto-circuito são menores.

a.3) Curto-circuito entre o enrolamento e a carcaça

Este tipo de falha pode ser consequência das duas falhas anteriores, colocando o condutor do enrolamento em contacto físico com a carcaça da máquina. Conforme o tipo fixação mecânica da carcaça da máquina, esta poderá ficar submetida a dois níveis de potencial distintos: um potencial flutuante quando a carcaça se encontra isolada da terra, ou um potencial nulo quando a mesma se encontra ligada à terra. Quando a carcaça da máquina

se encontra ligada à terra este tipo de falha resulta num curto-circuito fase-terra. Na situação em que o potencial é flutuante, um curto-circuito entre o enrolamento e a carcaça não tem grande importância do ponto de vista material, excetuando o efeito capacitivo, uma vez que a carcaça tem o mesmo potencial do enrolamento no ponto do curto-circuito. Por outro lado, em termos de segurança este tipo de falha representa um perigo adicional para as pessoas e outros equipamentos, sendo necessário a utilização de dispositivos de proteção do tipo diferencial.

A corrente que percorre a fase com falha aumenta com a redução da impedância do enrolamento resultando num aumento da temperatura, que pode conduzir a falhas de isolamento nos outros enrolamentos. Além disso, esta falha irá gerar uma corrente homopolar que resulta numa componente binário pulsante.

As causas das falhas do tipo curto-circuito nos enrolamentos ao estator estão normalmente associadas a defeitos de isolamento nos enrolamentos devido a efeitos térmicos, elétricos, mecânicos, ambientais (Bonnet, 1992) ou defeitos construtivos. De seguida, apresenta-se de forma resumida as principais causas de falhas de estator segundo o seu efeito:

- **Efeitos Térmicos:**
 - Alimentação desequilibrada;
 - Sobretensão ou subtensão na alimentação;
 - Arranques diretos consecutivos e operação em sobrecarga;
 - Deficiente ventilação.
- **Efeitos Elétricos:**
 - Defeito ou envelhecimento do isolamento;
 - Falha de ligação;
 - Descargas parciais ou regimes transitórios.
- **Efeitos Mecânicas:**
 - Contacto entre o estator e o rotor durante a rotação;
 - Bobinagem, desalinhamentos, excentricidades, projeção de partículas;
 - Vibrações
 - Movimento das bobinas dos enrolamentos de estator nas ranhuras.

- **Efeitos Ambientais:**

- Humidade;
- Agentes químicos;
- Poeiras e pequenas partículas projetadas pela ventilação.

b) Falha do tipo circuito aberto ou falta de fase

A falha do tipo circuito aberto, ou falta de fase, resulta normalmente da rutura de um enrolamento ou da falta de uma fase de alimentação da máquina (geralmente ocasionada pela interrupção do circuito devido a fusão de um fusível, falha no contactor, mau contacto provocado por ligações danificadas, defeitos no conversor eletrónico, etc...). O desequilíbrio de tensão provocado por esta falha resulta no funcionamento desequilibrado da máquina, associado a uma diminuição do binário desenvolvido e consequente aumento da corrente nas outras fases.

2.2.2 - Falhas associadas ao rotor

As falhas associadas ao rotor da máquina de indução resultam geralmente de defeitos na própria gaiola de esquilo ou no entreferro, e manifestam-se pela quebra parcial ou total de barras ou dos anéis de curto-circuito, ou ainda por excentricidades.

A quebra de uma ou mais barras origina vibrações, que se podem alastrar às barras vizinhas, resultando na quebra de outras barras ou dos anéis de curto-circuito. Uma excentricidade associada ao desalinhamento do veio do rotor face ao estator pode danificar os enrolamentos do estator e as chapas de material ferromagnético que formam o núcleo, dando assim origem, na grande maioria dos casos, a falhas de estator; pelo que a deteção precoce é importante a fim de evitar danos irreversíveis na própria máquina.

Na Figura 2.6 apresentam-se ilustrações de falhas nas barras e nos anéis do rotor da máquina de gaiola de esquilo.

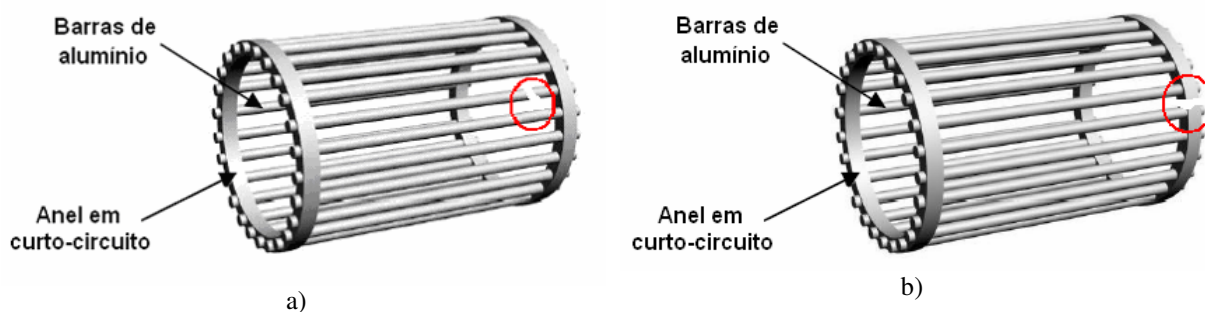


Figura 2.6 – Falhas associadas ao rotor: a) Rutura e quebra das barras da gaiola do rotor, b) Quebra do anel.

Na Figura 2.7 são apresentadas fotografias de falhas de rotor. Nas Figuras 2.6 a) e b) são exemplos de barras quebradas e na Figura 2.6 c) uma quebra do anel.

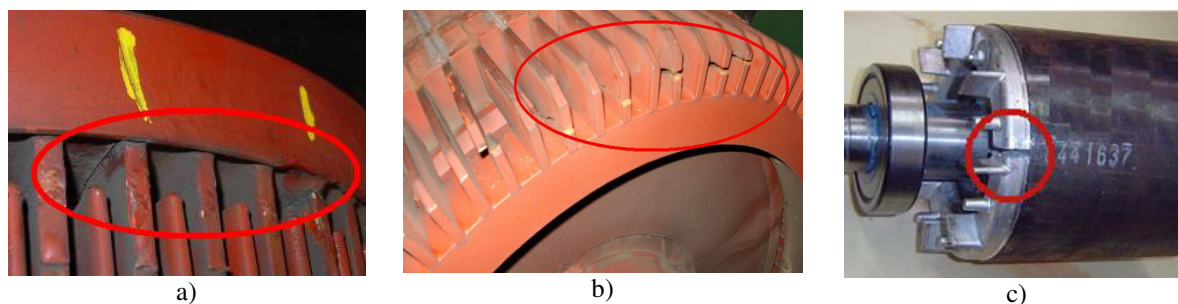


Figura 2.7 – Falhas de rotor: a) e b) Quebra de barras, c) Rutura dos anéis de curto-circuito da gaiola do rotor. (Cunha, 2006)

a) Quebra ou rutura das barras da gaiola do rotor

A quebra ou rutura de uma ou mais barras da gaiola de esquilo é uma falha que tem como consequência uma redução do valor médio de binário eletromagnético e um aumento da amplitude das suas oscilações, que por sua vez provocam oscilações na velocidade de rotação resultando em vibrações mecânicas e um deficiente funcionamento da máquina. O valor amplitude das oscilações e vibrações é diretamente proporcional ao número de barras quebradas resultando num efeito propagação da falha, dado que a quebra de uma barra pode provoca uma sequência de quebras seguidas, podendo mesmo provocar a destruição da máquina.

O efeito propagação de quebra de barras de rotor na máquina poder ser descrito da seguinte forma (Cunha, 2006):

1. Após a fissura ou quebra da barra, estabelece-se um arco elétrico através da fratura, provocando um sobreaquecimento que acelera o desenvolvimento da falha;
2. As barras adjacentes suportarão correntes mais elevadas e esforços mecânicos mais intensos, resultando no possível desenvolvimento de novos processos de fratura;
3. Por fim, as barras quebradas podem soltar-se por ação de forças centrífugas que atuam no rotor, podendo danificar fisicamente as outras barras, o circuito magnético ou os enrolamentos estáticos.

O efeito de barras quebradas do rotor traduz-se numa modulação de amplitude nas correntes do estator e por um desequilíbrio das correntes nas várias barras, assim como em oscilações no binário eletromagnético e na velocidade.

b) Quebra ou rutura dos anéis de curto-circuito da gaiola do rotor

A quebra ou rutura de um anel é uma falha que ocorre tão frequentemente quanto a quebra de barras da gaiola, sendo normalmente devido a ruturas do próprio anel ou nas soldaduras das barras aos anéis.

Este tipo de falha é de difícil deteção porque é geralmente confundido com a rutura das barras, sendo estas avarias normalmente agrupadas como falhas de rotor. Sendo que os anéis são percorridos por correntes mais elevadas do que as barras, um inadequado dimensionamento dos mesmos, a deterioração das condições de funcionamento (excesso de temperatura ou humidade...) ou uma corrente de sobrecarga podem originar fendas e fissuras originando mesmo a quebra dos anéis.

A rutura do anel origina um desequilíbrio na distribuição das correntes nas barras do rotor resultando num efeito de modulação de amplitude sobre as correntes do estator semelhante à causada pela quebra de barras.

c) Excentricidades do entreferro

A excentricidade na máquina é definida como uma assimetria do entreferro associada ao alinhamento do veio do rotor face ao estator. A presença de uma pequena excentricidade é

normal nas máquinas elétricas devido ao processo de fabrico. No entanto a excentricidade deve ser mínima de forma a reduzir as vibrações, o ruído e as forças radiais, as quais podem dar origem a falhas na máquina. A espessura do entreferro na máquina de indução é muito menor do que noutros tipos de máquinas elétricas, o que as torna muito sensível a falhas devido a excentricidades. A excentricidade acontece quando os centros geométricos do estator e do rotor, C_e e C_r , não coincidem com o centro de rotação do rotor, C_R , o que resulta num entreferro de dimensão variável. Numa máquina perfeita, sem excentricidades, os centros geométricos do estator e do rotor são coincidentes com o centro de rotação do rotor ($C_R = C_r = C_e$) e o entreferro tem uma dimensão constante ao longo do estator, como mostra a Figura 2.8.

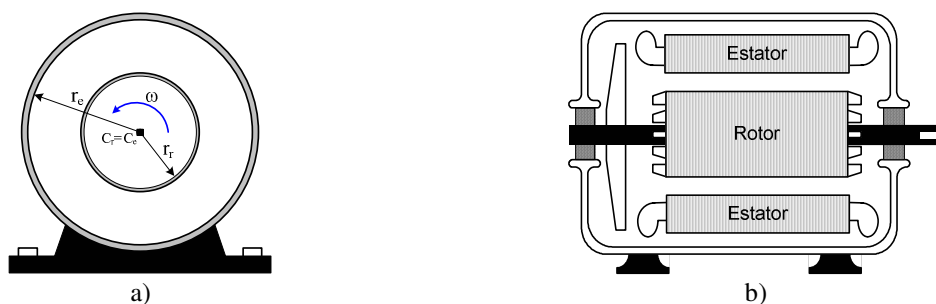


Figura 2.8 - Representação da máquina sem excentricidade: a) Vista frontal, b) Corte.

A existência de excentricidade pode ser agrupada em três categorias conforme o seu tipo: a excentricidade estática, dinâmica e mista. Apresenta-se de seguida uma breve descrição de cada tipo de excentricidade:

c.1) Excentricidade Estática: $C_R = C_r \neq C_e$

A excentricidade estática acontece quando o centro do rotor é coincidente com o centro de rotação, mas estão deslocados do centro geométrico do estator, como se apresenta na Figura 2.9. O ponto onde o entreferro é mínimo apresenta-se estacionário em relação ao estator.

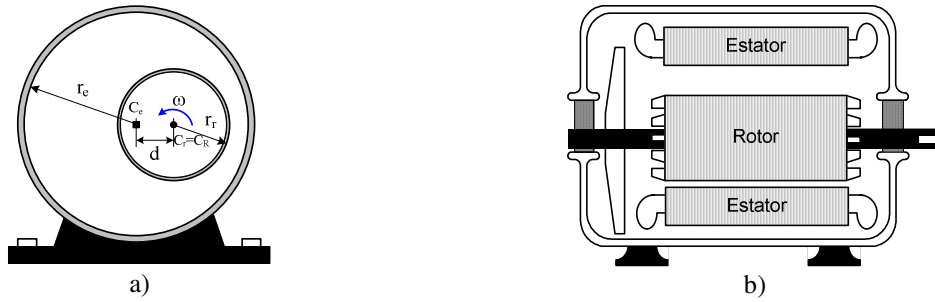


Figura 2.9 - Representação da máquina com excentricidade estática: a) Vista frontal, b) Corte.

c.2) Excentricidade Dinâmica: $C_R = C_e \neq C_r$

A excentricidade dinâmica acontece quando o centro geométrico do rotor é diferente do centro de rotação, mas o centro de rotação é coincidente com o centro geométrico do estator. O ponto onde o entreferro é mínimo está em movimento em relação ao estator, como se apresenta na Figura 2.10.

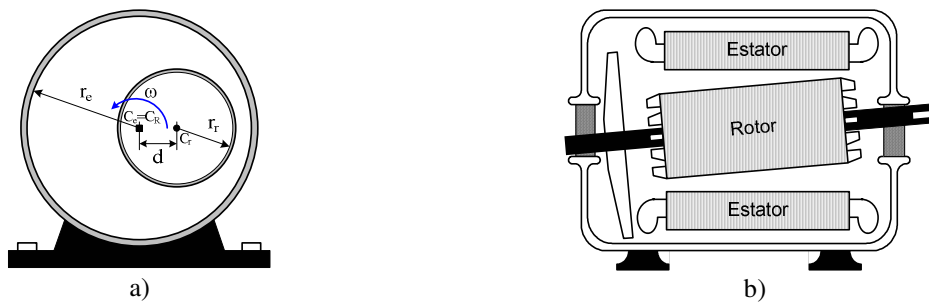


Figura 2.10 - Representação da máquina com excentricidade dinâmica: a) Vista frontal, b) Corte.

c.3) Excentricidade Mista: $C_R \neq C_r \neq C_e$

Existe excentricidade mista quando os dois efeitos anteriores são combinados. O centro geométrico do rotor, o centro de rotação do rotor e o centro geométrico do estator são todos diferentes. O ponto onde o entreferro é mínimo também se movimenta em relação ao estator, como se mostra na Figura 2.11.

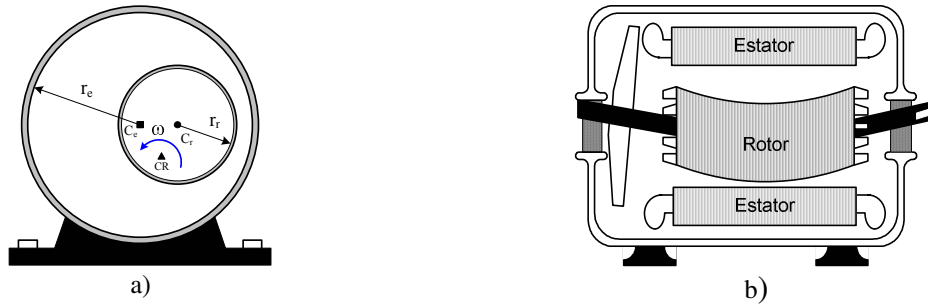


Figura 2.11 - Representação da máquina com excentricidade mista: a) Vista frontal, b) Corte.

As falhas associadas ao rotor (quebra de barras ou do anel de curto-circuito e excentricidades) são essencialmente devidas a problemas resultantes de efeitos térmicos, mecânicos, magnéticos e ambientais adversos. De entre as várias causas possíveis para falhas no rotor da máquina de indução são apresentadas algumas, que conduzem a falhas associadas ao rotor (Bonnet, 1992):

- **Efeitos Térmicos:**
 - Deficiente ventilação;
 - Sobrecarga;
 - Montagem incorreta da máquina;
 - Desequilíbrio das tensões de fase;
 - Montagem incorreta ou empeno do veio da máquina em relação ao núcleo de rotor.
- **Efeitos Elétricos:**
 - Efeitos dielétricos;
 - Variação da frequência de comutação dos semicondutores do inversor;
 - Variação da frequência de alimentação.
- **Efeitos Mecânicos:**
 - Montagem incorreta;
 - Vibrações das barras do rotor no interior das cavas;
 - Os contactos entre o estator e rotor durante a rotação, devido a falhas de excentricidade e de rolamentos;
 - Fadiga ou rutura dos elementos de rotor;
 - Desalinhamentos e deformação do veio;
 - Defeitos de construção da gaiola;
 - Vibrações devido ao deficiente acoplamento entre a máquina e a carga;

- Arranques e travagens repetitivas.
- **Efeitos Ambientais:**
 - Humidade;
 - Agentes químicos com ação corrosiva;
 - Poeiras e pequenas partículas projetadas pela ventilação.
- **Efeitos Magnéticos:**
 - Efeitos eletromagnéticos devido a forças eletrodinâmicas e vibrações dos barras: Forças magnéticas que criam desequilíbrios no rotor;
 - Excentricidades do entreferro;
 - Ruído eletromagnético.

2.2.3 - Falhas associadas ao veio

As falhas associadas ao veio têm normalmente origem mecânica sendo as mais comuns: chumaceiras gastas, rolamentos danificados, desalinhamentos, folgas mecânicas, fratura ou empeno do veio e desequilíbrios provocados pela carga.

a) Falhas nas chumaceiras e rolamentos

a.1) Falhas nas chumaceiras

As falhas nas chumaceiras estão associadas a problemas de alinhamento devidos fundamentalmente a deficiente montagem, desgaste devido a regimes de funcionamento muito severos, centro de gravidade deslocado relativamente ao centro de rotação, falha no alinhamento da fixação, defeitos na base de fixação da máquina, folgas excessivas ou problemas de lubrificação, quer relativamente à sua deficiente ou inexistente lubrificação quer a aplicação de lubrificantes inadequados ou contaminados.

Estas falhas criam nas máquinas um desalinhamento da sua parte móvel que origina fricção entre o rotor e estator, provocando degradação dos enrolamentos, paragem da máquina, ruído elevado, sobreaquecimento ou produção de partículas pelo desgaste.

a.2) Falhas de rolamentos

Os rolamentos nas máquinas elétricas atuam como interface mecânico entre o estator e o rotor, sendo os responsáveis pelo suporte do veio da máquina para garantir a rotação

adequada do rotor. O rolamento, apresentado na Figura 2.12, é constituído por quatro elementos principais: anel externo, esferas ou elementos rolantes, gaiola e anel interno.



Figura 2.12 – Rolamento de esferas: a) Fotografia, b) Constituição (Bonaldi, 2005).

As causas das falhas que ocorrem nos rolamentos das máquinas de indução estão geralmente relacionadas com o seu envelhecimento, devido ao desgaste das esferas, gaiola, anéis ou bandas de rodagem. As causas mais comuns para esse desgaste são:

- Desgaste devido ao envelhecimento;
- Elevadas temperatura de funcionamento;
- Deficiente ou inexistente lubrificação;
- Óleo de lubrificação contaminado (partículas de metal devido à degradação das esferas e da banda de rodagem, poeiras, etc...);
- Defeito de fabrico e montagem inadequada;
- Água ou outros líquidos contaminantes;
- Vibrações no veio, devido às correntes harmónicas quando são utilizados inversores do tipo fonte de tensão.

As falhas nos rolamentos são geralmente devidas a defeitos localizados nas pistas, externa ou interna, nas esferas ou na gaiola que as direciona, como se apresenta na Figura 2.13. Estas falhas geram uma série de vibrações, devido ao choque dos elementos rolantes com a superfície da falha. Estas vibrações ocorrem em frequências características, que podem ser expressas em função da velocidade da rotação do veio e da geometria dos componentes do rolamento.

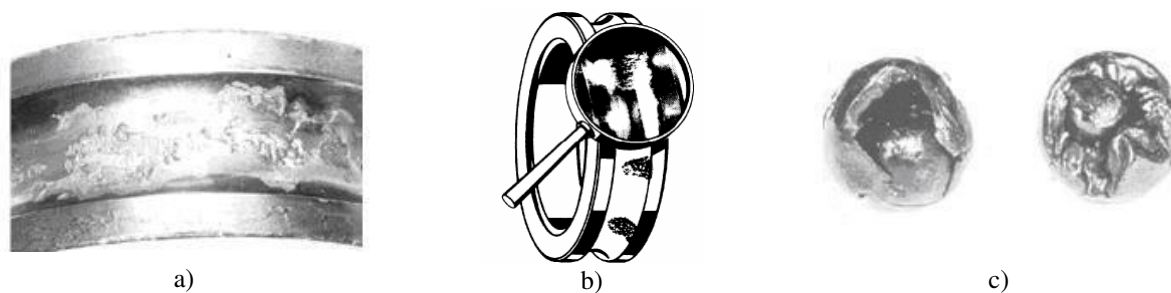


Figura 2.13 – Falha no rolamento de esferas: a) e b) Falha no anel interno (Bonaldi, 2005), c) Falha nas esferas (Trajin, 2009).

b) Desalinhamento e folgas mecânicas

b.1) Desalinhamento

O desalinhamento é um desvio da linha de centro do veio da máquina relativamente ao centro do acoplamento da carga. O desalinhamento pode também ser definido como a não coincidência entre o eixo de simetria da máquina e da carga, como se representa na Figura 2.14. O desalinhamento tem como principais causas, uma deficiente montagem do conjunto máquina/carga, empeno do veio ou regimes de funcionamento muito severos, que, quando em funcionamento, originam forças de interação que provocam vibrações indesejadas nas direções radial e axial. O desalinhamento pode ser classificado como paralelo ou angular, sendo que em muitos casos resulta da combinação dos dois anteriores:

- a) O desalinhamento paralelo acontece quando ambos os eixos são paralelos mas com os centros deslocados um do outro, como se mostra na Figura 2.14 a). A vibração dominante surge na direção radial com o dobro da frequência de rotação do veio rotor. O desalinhamento pode ser horizontal ou vertical, sendo que a direção do maior nível de vibração coincide com a direção do desalinhamento;
- b) O desalinhamento angular acontece quando a linha de centro dos dois veios da máquina e da carga formam um ângulo não raso, como se representa na Figura 2.14 b). As vibrações dominantes são axiais de frequência igual á frequência de rotação do veio rotor, muitas vezes acompanhadas de vibrações com frequências múltiplas da frequência de rotação;
- c) O desalinhamento misto ou combinado ocorre quando existem ambos os anteriores desalinhamentos, paralelo e angular, como se apresenta na Figura 2.14 c).

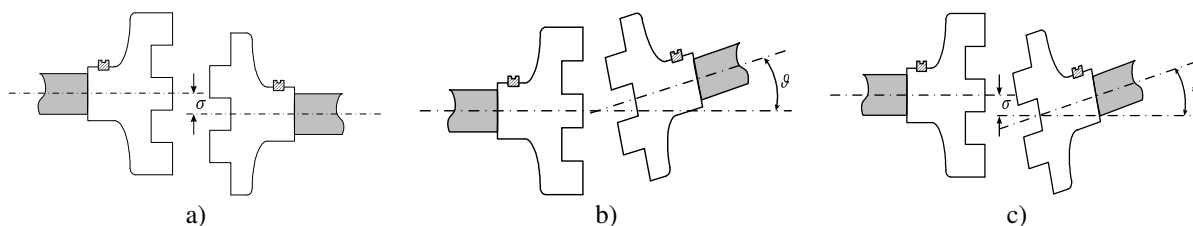


Figura 2.14 – Desalinhamentos no acoplamento: a) Paralelo, b) Angular, c) Misto ou combinado.

b.2) Folga Mecânica

Uma folga mecânica representada na Figura 2.15, resulta de problemas mecânicos no acoplamento entre a máquina e a carga, caracterizando-se pela presença de frequências múltiplas da frequência de rotação que originam vibrações nas máquinas.

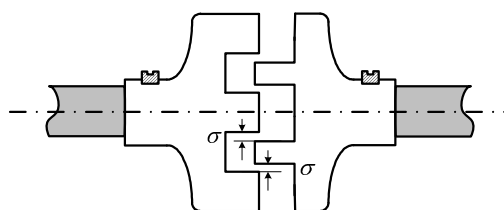


Figura 2.15 – Folga mecânica no acoplamento da máquina à carga.

c) *Fratura ou empeno do veio*

A existência de fissuras, trincas ou outras anomalias no veio constituem irregularidades que podem levar à fratura do mesmo num curto prazo; dependendo dos regimes de carga, do nível de rutura e do tipo de material utilizado. Os veios devem ser examinados periodicamente, visando detetar qualquer anomalia, inclusive e se possível, quando esta está ainda em fase incipiente. O desenvolvimento de fraturas no veio da máquina resulta, essencialmente, de defeitos de construção, esforços mecânicos excessivos, regimes transitórios de arranque elevados e frequentes ou tensões induzidas no veio devido à utilização de inversores do tipo fonte de tensão.

Por outro lado, problemas como veio torto ou empenado são também uma falha comum nas máquinas elétricas sujeitas a sobrecargas e elevadas temperaturas de funcionamento. Os seus efeitos confundem-se geralmente com excentricidades ou desalinhamentos, visto que as vibrações resultantes podem também ser radiais ou axiais.

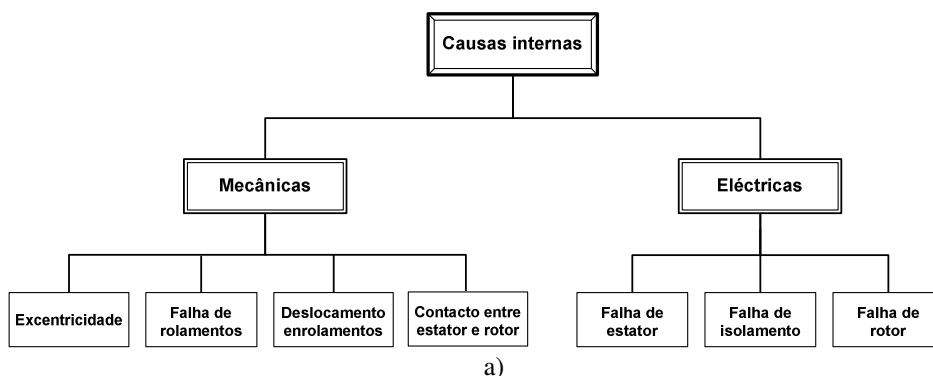
d) Ventilação

Os ventiladores das máquinas elétricas são elementos de grande importância por assegurarem a temperatura normal de funcionamento, mas são também inconvenientes fontes de vibrações. Destas vibrações, as mais importantes são:

- Passagem das pás: com frequência igual ao produto rotação pelo número de pás, que vão induzir esforços nas pás e gerar fadiga, principalmente se criarem fenómenos de ressonância;
- Região instável do ventilador: as vibrações são provocadas por flutuações na pressão dinâmica do ventilador;
- Excentricidades: ocorrem devido a incrustações e/ou desgaste nas pás da ventoinha da máquina, originando esforços dinâmicos que resultam em vibrações.

2.2.4 – Síntese das causas das falhas na máquina de indução

As falhas nas máquinas elétricas têm origem num conjunto muito variado de causas, umas facilmente identificáveis outras não. Quanto à sua origem podem classificar-se como falhas internas ou externas à máquina, como se apresenta na Figura 2.16. As falhas internas, apresentadas na Figura 2.16 a), resultam de problemas de funcionamento internos da própria máquina. As falhas externas, apresentadas na figura 2.16 b), têm origem no meio envolvente no qual a máquina se encontra em funcionamento, como problemas ambientais, transitórios e desequilíbrios elétricos e mecânicos.



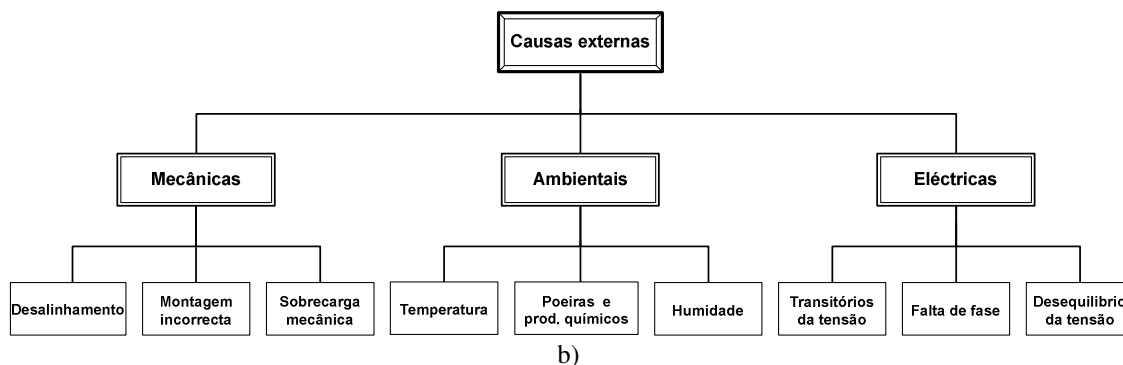


Figura 2.16 – Causas das falhas nas máquinas de indução: a) Internas, b) Externas.

2.3 - Métodos de Deteção e Diagnóstico de Falhas na Máquina de Indução

Segundo (Iserman, 2006) (Benbouzid, 1999) (Nandi, 2005) (Bellini, 2008), a deteção e o diagnóstico de falhas são métodos avançados de supervisão e monitorização de falhas.

A deteção e diagnóstico de falhas pode organizar-se em quatro etapas, tal como apresentado na Figura 2.17. A primeira etapa consiste na aquisição das grandezas da máquina através de diferentes tipos de sensores (tensão, corrente, fluxo, aceleração etc...), normalmente associados a filtros que eliminam o ruído presente nas instalações, e a conversores analógico-digitais responsáveis pela conversão das grandezas analógicas em sinais digitais para posterior processamento. Na segunda etapa é efetuado o processamento dos sinais obtidos dos sensores por forma a extrair as suas características fundamentais. Na terceira etapa é realizada a deteção de falhas, que associado ao diagnóstico (quarta etapa) determina o tipo de falha, o seu impacto e a sua localização.

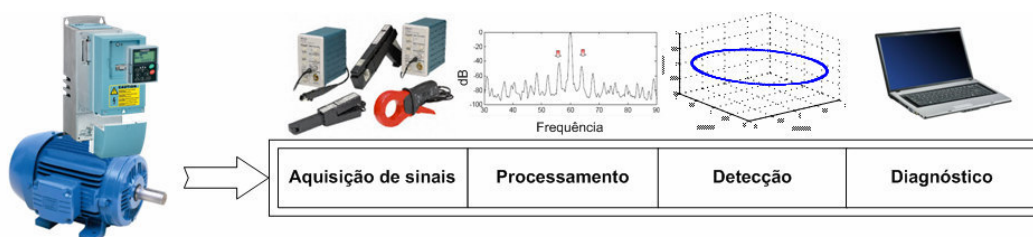


Figura 2.17 – Sistema de deteção e diagnóstico de falhas em máquinas eléctricas (Santos, 2013).

A presença de qualquer tipo de falha na máquina resulta em alterações nas tensões e correntes de fase do estator e no campo magnético, que provocam um aumento da temperatura, do ruído e das vibrações na máquina. A aquisição destas grandezas, eléctricas e

mecânicas, é relativamente fácil, o que permite a monitorização do estado de funcionamento da máquina e, conseqüentemente, a deteção e o diagnóstico da ocorrência de falha.

Neste sentido, têm-se desenvolvido várias metodologias para deteção e diagnóstico de falhas em máquinas elétricas, existindo atualmente diversos métodos, cada um com as suas particularidades, diferindo uns dos outros pelo número e tipos de falhas que são capazes de detetar e pelas grandezas usadas nessa deteção.

Os métodos de monitorização e deteção de falhas nas máquinas elétricas podem também ser classificados como métodos invasivos ou não invasivos. Os métodos invasivos, como o nome indica, precisam ter acesso à máquina para aquisição das grandezas necessárias à análise. Assim, a sua aplicação tem desvantagens face aos métodos não invasivos que não têm essa necessidade, utilizando normalmente grandezas eléctricas mais fáceis de medir.

Nos últimos anos, vários métodos de deteção e de diagnóstico de falhas em máquinas elétricas têm-se centrado na utilização das técnicas de inteligência artificial ou sistemas inteligentes (Filippetti, 2000) e (Santos, 2012), que recorrem a aspetos da inteligência humana tais como: a capacidade de aprendizagem com a experiência do passado, o reconhecimento de padrões e a capacidade de fazer deduções. De um modo geral, as técnicas de diagnóstico baseadas em sistemas inteligentes, combinadas com os métodos de deteção ditos tradicionais, permitem automatizar a deteção e o diagnóstico de falhas, dispensando assim a presença de um operador especializado na análise dos dados recolhidos pelo sistema. Por outro lado, o uso destas técnicas possibilita o processamento da informação atual e sua comparação com a armazenada, permitindo deste modo a deteção de falhas com base na análise de tendências de determinados parâmetros da máquina. A utilização de sistemas inteligentes na deteção pode ainda apresentar robustez a perturbações externas e simplicidade de implementação.

Apresenta-se de seguida uma breve síntese dos principais métodos de deteção e diagnóstico para máquinas elétricas descritos na literatura. Num primeiro grupo são apresentados os métodos baseados na análise espectral de grandezas elétricas, num segundo grupo os métodos baseados na análise de padrões.

2.3.1 – Métodos Baseados na Análise Espetral em Frequência

a) Métodos baseados na análise espectral das vibrações

A existência de vibrações representa a resposta às diversas forças dinâmicas (algumas delas anômalas) que atuam na máquina e que por sua vez impõem vibrações em várias frequências que se propagam por toda a máquina. Estas frequências podem ser identificadas e, na maioria das vezes, relacionadas com cada tipo de falha.

A análise espectral de vibrações mecânicas nas máquinas elétricas teve como objetivo inicial a detecção e o diagnóstico de falhas mecânicas, tais como, desgastes nos rolamentos, excentricidade, desalinhamentos, etc, através da análise componentes de frequência, ou até mesmo, grupos de frequências. O processo da análise começa com a aquisição do sinal de vibração por intermédio de um acelerómetro colocado em pontos específicos da máquina, por exemplo, nas chumaceiras. Este sinal, no domínio do tempo, será transformado para o domínio da frequência, por exemplo através da função *FFT (Fast Fourier Transform)*, criando o espectro de vibração da máquina, que pode ser comparado com um espectro de vibração padrão da máquina sem falhas, resultando numa decisão da presença ou não de falhas mecânicas.

No entanto, este método não se limita apenas a falhas mecânicas, pois também permite a detecção de falhas elétricas. Quando ocorre um curto-circuito entre espiras num enrolamento do estator (falha do tipo elétrico) existe uma alteração no comportamento da força magnetomotriz total induzida no entreferro que resulta em variações na indução magnética produzida no entreferro, que tem como consequência a existência de forças que criam vibrações nos diferentes componentes da máquina. Assim, em presença de falha, o espectro padrão de vibração da máquina será alterado, pois as características das forças que nela atuam são também modificadas. Através da análise da alteração do espectro, é possível diagnosticar se a variação na dinâmica de vibração é causada por um falha de origem num componente elétrico ou mecânico. No entanto, é necessário o conhecimento da frequência natural de vibração dos componentes estruturais da máquina, e também das frequências obtidas em presença de falhas, para assim, distinguir as origens da falha.

Por outro lado, o nível de vibrações de cada máquina está bastante dependente da geometria da sua carcaça, processo de fixação da máquina, tipo de acoplamento à carga mecânica, entre outros aspetos, o que torna este método de diagnóstico pouco fiável quando

usado no diagnóstico de falhas nos enrolamentos de estator em ambiente industrial (Cruz, 2004) (Trut, 2002).

b) Métodos baseados na análise espectral das correntes do estator

A técnica baseada no estudo do espectro de frequência das correntes do estator (*MCSA - Motor Current Signature Analysis*) é uma técnica não invasiva de diagnóstico de falhas nas máquinas de indução muito usada pela sua simplicidade de utilização e por não necessitar do conhecimento dos parâmetros da máquina. Na verdade, com apenas o registo de uma das correntes de qualquer fase da máquina é possível obter as informações suficientes para fazer o diagnóstico. Este método baseia-se assim na análise espectral do sinal de corrente de uma das fases do estator. As correntes do estator das máquinas de indução contêm harmónicas que se devem ao facto da disposição dos enrolamentos nas ranhuras não ser perfeitamente sinusoidal, ou, imperfeições resultantes da construção da máquina e possíveis componentes harmónicas presentes na rede eléctrica de alimentação. Ocorrendo um curto-circuito num dos enrolamentos do estator, tanto entre espiras do mesmo enrolamento ou entre espiras de enrolamentos de fases diferentes, a configuração da força magnetomotriz de rotação é afetada e como consequência as componentes harmónicas das correntes do estator são também afetadas nas suas amplitudes. Assim, através da observação do espectro de frequência das correntes do estator, é possível detetar um curto-circuito uma vez que o espectro de frequência da corrente fica diferente do espectro obtido quando a máquina está em condições normais de funcionamento (Benbouzid, 2000).

Quando a falha é no rotor, quebra de barras ou de um dos seus anéis de curto-circuito, o rotor apresenta-se como um circuito trifásico desequilibrado. Este desequilíbrio manifesta-se pela circulação de correntes de sequência negativa, originando um campo magnético que roda na direção oposta à rotação do rotor, dando origem a um binário no sentido contrário, provocando oscilações na velocidade do rotor. Estas oscilações afetam as correntes do estator sobre as quais se induzem harmónicas em duas bandas laterais à frequência da rede. Estas bandas laterais que surgem no espectro de frequências, em ambos os lados da frequência da rede, permitem diagnosticar e identificar a presença de falhas no rotor. Esta técnica é muito eficaz para detetar a quebra de barras do rotor.

No entanto, existem desvantagens na utilização deste método, nomeadamente a amplitude das correntes que depende diretamente da carga ligada à máquina, razão pela qual,

o diagnóstico deva ser feito com a máquina em funcionamento, pelo menos, com metade da sua carga nominal, ou o mais próxima da sua carga nominal. A detecção de excentricidades no veio do rotor pode também ser realizada através da análise do espectro de frequências da corrente do estator (Thomson, 2001).

c) Métodos baseados na análise espectral do fluxo magnético axial

O método baseado na análise espectral do fluxo magnético axial consiste na análise do fluxo da máquina, o que torna necessário realizar a respetiva medida do fluxo. Conforme a localização do sensor usado para a medida do fluxo, na interior da máquina ou na sua parte exterior, este método pode ser considerado como invasivo ou não invasivo. Em qualquer máquina de indução, mesmo em condições normais de funcionamento sem falha, existem pequenos desequilíbrios nas correntes de fase, que são devidos a imperfeições de construção dos enrolamentos e a desequilíbrios na rede de energia elétrica. O desequilíbrio nas correntes de fase resulta na presença de correntes de sequência negativa na máquina e também no desequilíbrio no fluxo das bobinas, que resultam assim num fluxo na direção axial da máquina. A colocação de uma bobina na extremidade da máquina de uma forma concêntrica com o seu eixo permite medir este fluxo axial e através da análise do seu espectro de frequência, é possível detetar curto-circuitos nos enrolamentos do estator, excentricidades e quebra de barras do rotor. Nas máquinas de elevada tensão e potência, onde é muita complexa a análise das correntes do estator, a utilização de uma bobina de fluxo axial apresenta-se como uma boa alternativa na detecção de falhas, mesmo em máquinas alimentadas por variadores de frequência (Heno, 2002).

2.3.2 – Métodos Baseados em Modelos

a) Métodos baseados na impedância de sequência inversa

O método baseado na impedância de sequência inversa baseia-se na teoria de componentes simétricas. Qualquer sistema trifásico desequilibrado pode ser decomposto em dois sistemas trifásicos equilibrados, de sequência diferente, mas com um conjunto de fasores de fase igual. Os primeiros sistemas são chamados de sequência direta e inversa e os últimos de sistema de sequência de zero ou homopolar. A partir dos valores complexos das tensões e das correntes de cada um dos sistemas separadamente podem-se definir as impedâncias de

sequência direta, inversa e zero. No caso de máquinas de indução, tendo em conta que normalmente são ligados em triângulo ou estrela com o ponto neutro não acessível, a componente de sequência zero é nula e, portanto, pode desprezar-se. Desta forma, a máquina pode ser definida apenas pelas impedâncias direta e inversa (esta simplificação apenas é válida para máquinas perfeitamente simétricas). A impedância de sequência direta é muito dependente do estado de carga da máquina, enquanto que a de sequência inversa é praticamente independente da carga. Esta última, no entanto é muito sensível a desequilíbrios provocados por curto-circuitos nos enrolamentos do estator, o que torna este método adequado para o diagnóstico deste tipo de falha. Na sua implementação é necessário realizar a medida das tensões e das correntes de fase da máquina e, além disso, a rede de energia deve manter o equilíbrio para medir com precisão a impedância de sequência inversa. A partir das impedâncias direta e inversa é possível estabelecer algoritmos de deteção de falha muito precisos e fiáveis (Cruz, 2004).

b) Método baseados na estimação de parâmetros

O método baseado na estimação de parâmetros consiste, por exemplo, na utilização do modelo matemático da máquina, com um enrolamento adicional em curto-circuito em série com cada enrolamento de estator (Bachir, 2006). A deteção de falha, de curto-circuito entre espiras, e a localização do enrolamento de fase em que esta ocorre é obtida através dos seguintes parâmetros, que além da localização indicam gravidade/severidade da falha:

- O parâmetro de deteção, g_s , é o quociente entre o número de espiras em curto-circuito e o número total de espiras do enrolamento sem falha. Este parâmetro permite ainda quantificar o desequilíbrio provocado pela falha.
- O parâmetro de localização, δ_s , é um ângulo formado entre o enrolamento com as espiras em curto-circuito e o eixo do enrolamento da primeira de fase do estator (fase a). Este parâmetro permite a localização do enrolamento com falha, assumindo os valores 0 , $2\pi/3$ ou $4\pi/3$, conforme o curto-circuito ocorre na fase a , b ou c , respetivamente.

Para a falha de rotor o procedimento é semelhante, com parâmetros g_R e δ_R , obtendo-se assim um método global de deteção e identificação de falhas de estator e rotor.

2.3.3 - Métodos Baseados no Reconhecimento de Padrões

Ao contrário dos métodos de detecção e diagnóstico de falhas baseadas na monitorização de parâmetros e variáveis, alguns dos quais requerem modelos teóricos precisos e métodos de estimação eficientes, os métodos baseados em reconhecimento de padrões não requerem necessariamente a existência de um modelo matemático, pois baseiam-se geralmente em dados obtidos experimentalmente e/ou a partir de simulações do efeito de falha.

O reconhecimento de padrões consiste na classificação e descrição de objetos ou formas, de forma a classificar ou descrever esses padrões, ou objetos, através de um conjunto de propriedades ou características. Isto é, trata-se de atribuir um padrão a um conjunto desconhecido de classes de padrões ou identificar um padrão como membro de um conjunto de classes conhecido, ao que se chama classificação. A classificação baseia-se na extração de características dos objetos a classificar ou a descrever, na seleção das características mais discriminativas e na construção de um classificador (Júnior, 2010). Conforme o tipo de aprendizagem que é usada na classificação, as técnicas de classificação podem agrupar-se em três formas:

- Classificação supervisionada ou discriminativa: todos os padrões utilizados para classificação ou categorização pertencem a uma classe pré-definida. Dessa forma, os métodos de classificação supervisionada procuram mapear os padrões de treino nas respectivas classes para tentar determinar qual será a classe de um padrão de teste;
- Classificação não supervisionada ou de agrupamento: utilizam padrões que não possuem rótulos de classe e seu objetivo principal é obter agrupamentos de padrões semelhantes, segundo algum critério de similaridade;
- Classificação semi-supervisionada: usa para treino, tanto padrões com rótulos de classe como padrões que não possuem rótulos, ou seja, utiliza tanto o agrupamento como a classificação dos padrões de treino.

Embora de formas diferentes, o objetivo comum às três técnicas de classificação, consiste em obter uma visualização mais simples de dados complexos. A classificação é obtida através de três etapas: medição, extração de características e classificação. Após a medição segue-se a extração de informação redundante do vetor de características. O vetor de características, é um vetor de referência que caracteriza a informação das observações ou medidas, pode ser classificado numa ou mais classes, sendo este o principal objetivo do

reconhecimento de padrões. Estando a deteção de falhas associada ao diagnóstico, é possível associar algumas classes ao funcionamento normal e outras a condições de falha.

De seguida são apresentados vários métodos de deteção e diagnóstico de falhas baseados na análise de padrões para as máquinas elétricas.

a) Termografia

A monitorização da temperatura em processos industriais, através de termografia, permite avaliar as condições de funcionamento dos equipamentos, seus componentes e do próprio processo, possibilitando assim a previsão e a deteção de falhas.

A termografia é uma técnica de monitorização que permite reproduzir o perfil térmico dos equipamentos e seus acoplamentos. Recorre ao uso de câmaras termográficas, que captam a radiação térmica ou infravermelha emitida, construindo uma imagem térmica ou termograma.

Nas máquinas elétricas, a sua temperatura, e conseqüente radiação infravermelha registada, deve-se em primeiro lugar ao seu normal funcionamento. No entanto, o acompanhamento da variação da temperatura permite constatar alterações na condição da máquina: uma elevação da temperatura nas chumaceiras da máquina pode indicar desgaste ou problemas relacionados com lubrificação e uma elevação da temperatura do estator pode indicar perda de isolamento ou problemas de ventilação, como se mostra na Figura 2.18 a). Quando a alteração de temperatura se verifica, por exemplo, na caixa de ligações ou nos barramentos tal é indicativo de problemas nos contactos ou ligações defeituosas, como se apresenta na Figura 2.18 b). Assim, é importante monitorizar continuamente as variações de temperatura afim de detetar precocemente a possível existência de falhas.

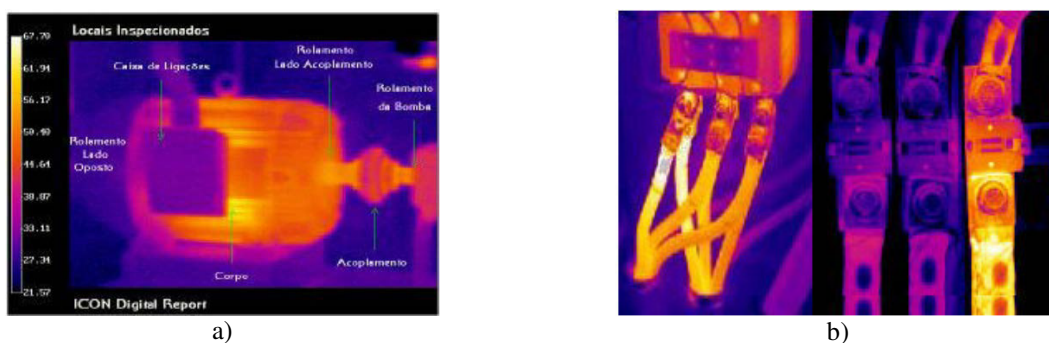


Figura 2.18 – Termograma da máquina elétrica: a) Máquina elétrica, b) Caixa de ligações. (Gonçalves, 2011).

b) Métodos baseados no vetor de Park

A técnica baseada no vetor de *Park* (*CPV - Complex Park Vetor*), recorre a informação simultânea de todas as correntes do estator, pois baseia-se na representação bidimensional normalmente utilizada para representar a máquina de indução trifásica (a denominada transformação de *Park* que permite transformar as variáveis de um sistema de eixos trifásico da máquina num sistema de dois eixos em quadratura, *dq*). Em condições normais de funcionamento da máquina, sem falhas e alimentada por um sistema trifásico equilibrado de correntes sinusoidais, as componentes do vetor *Park* formam um círculo centrado na origem do plano *dq* com um raio constante dependente da carga. No caso de um curto-circuito num enrolamento do estator da máquina, esta comporta-se como uma carga desequilibrada e as correntes do estator deixam de ser um sistema equilibrado. Estes desequilíbrios causam variações no vetor *Park* originando formas elípticas quando representadas no plano *dq*. Desequilíbrios na rede de alimentação que não só dificultam o diagnóstico da falha como muitas vezes podem ser vistos como uma falha, o que representa uma desvantagem deste método.

No caso de falhas nas barras do rotor da máquina, o módulo do vetor *Park* apresenta uma componente de frequência muito baixa (*2.s.f*). A figura geométrica obtida no plano *dq* mantém-se um círculo mas devido à componente de baixa frequência apresenta um traço mais grosso gerando uma figura tipo donut. Tal como no método do espectro de frequência de corrente do estator, o diagnóstico é muito condicionado pelo estado de carga da máquina, o que o torna mais eficaz quando a máquina se encontra com uma carga próxima do seu valor nominal. Em resumo, a partir das deformações presentes na representação das correntes de fase no plano *dq* é possível diagnosticar vários tipos de falhas na máquina: curto-circuito entre espiras, barras do rotor quebradas, falhas nos rolamentos e excentricidade do entreferro (Marques Cardoso, 1999).

c) Métodos baseados na análise das componentes principais

Na deteção e diagnóstico de falhas em máquinas elétricas de indução pelo método de reconhecimento de padrões é também possível utilizar classificadores não supervisionados, como por exemplo o método baseado na análise das componentes principais (*PCA - Principal Component Analysis*) (Pires, 2010).

A análise das componentes principais é uma técnica estatística utilizada para reduzir a dimensão de um conjunto de dados onde existe um grande número de variáveis inter-relacionadas, com a condição de que o máximo de variância presente nos dados seja mantido. Essa redução resulta num novo e mais reduzido conjunto de variáveis não correlacionadas, denominadas componentes principais. Estas são ordenadas de tal forma que as primeiras guardem a maior parte da variância presente nas variáveis originais.

O método baseado nas *PCA* inicia-se com o cálculo dos valores próprios, e correspondentes vetores próprios de uma matriz de variâncias, covariâncias ou de uma matriz de correlações entre variáveis (Jolliffe, 2002). O primeiro valor próprio corresponderá à maior percentagem da variabilidade total dos dados presente e assim sucessivamente.

A Figura 2.19 apresenta uma interpretação geométrica da análise das componentes principais, que corresponde à rotação do sistema de coordenadas para um novo conjunto de eixos ortogonais. O vetor próprio \vec{e}_1 (correspondente ao primeiro valor próprio) indica a direção preferencial da distribuição das variáveis.

No caso das máquinas elétricas, o método de diagnóstico baseado em *PCA*, consiste no cálculo, em tempo real, das componentes principais das correntes de fase. Se os valores próprios forem aproximadamente iguais significa que não existe falha na máquina. Caso contrário, existe falha sendo a sua identificação e localização realizada através da análise dos respetivos vetores próprios (Pires, 2010).

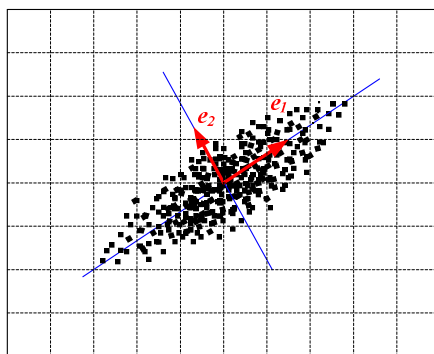


Figura 2.19 – Representação geométrica da PCA.

d) Métodos baseados em redes neuronais artificiais

As redes neuronais artificiais (*ANN – Artificial Neural Network*) são modelos computacionais baseados no funcionamento dos sistemas nervosos biológicos. São compostas por unidades de processamento básicas interligadas entre si, representando os neurónios e respetivas conexões sinápticas, conexões estas que permitem transmitir informação entre os vários neurónios, nas redes neurais biológicas. No processo de aprendizagem, todo o conhecimento adquirido é propagado por todos os neurónios de forma a adaptar os seus pesos sinápticos. A aprendizagem é realizada com o objetivo de reajustar os pesos sinápticos ao longo da rede de neurónios até que esta obtenha, nas suas saídas, respostas que sejam compatíveis a um conjunto de estímulos de entrada predeterminados. Dessa forma, os pesos sinápticos da rede neuronal artificial são alterados até que se obtenham padrões de respostas aos estímulos que sejam coerentes com aqueles valores que se desejam (Haykin, 2001).

As redes neuronais artificiais são capazes de lidar com problemas que contém um grande conjunto de variáveis e de dados. Apresentam também a capacidade de representar sistemas não lineares e variantes no tempo, exigindo pouca informação sobre eventuais modelos analíticos que regem o processo. A rede neuronal artificial é capaz de criar o seu próprio critério e sofrer transformações internas mediante o algoritmo de aprendizagem à qual é submetida. Esta característica é fundamental no que diz respeito à modelação de sistemas complexos, onde é difícil encontrar uma expressão analítica, para que se possam definir regras necessárias à construção de algoritmos.

Dadas as suas características as redes neuronais artificiais, apresentam um bom método de diagnóstico de falhas em máquinas elétricas, devido à sua estabilidade e capacidade de processamento paralelo. O tempo de cálculo dos parâmetros do circuito elétrico da máquina utilizado na rede neuronal artificial é bastante reduzido, enquanto a precisão se mantém, ao contrário das técnicas convencionais. Métodos baseados em redes neuronais artificiais apresentam bons resultados na deteção de curto-circuitos nos enrolamentos do estator, mas a sua aplicação necessita de um período de aprendizagem e um controlo constante das variáveis elétricas da máquina (Filippetti, 2000).

e) Métodos baseados em lógica Fuzzy

A lógica *fuzzy* consiste numa abordagem que permite a tradução e manipulação matemática de expressões verbais simples e imprecisas, comuns na comunicação humana, em representações formais. O tratamento dessa informação é realizado, por forma a que o conhecimento humano empírico possa ser convertido, de uma forma formal, para tratamento computacional. A incorporação da experiência de diversos operadores humanos possibilita estratégias para a tomada de decisão em problemas complexos, o que torna a lógica *fuzzy* um bom método de diagnóstico de falhas elétricas e mecânicas para máquinas elétricas.

O sistemas de lógica *fuzzy* permitem situações de raciocínio incerto ou aproximado, especialmente adequado para sistemas não-lineares e sistemas onde é difícil obter o respetivo modelo matemático (Chow, 1991). Assim, para além da deteção e diagnóstico da presença de falhas em máquinas elétricas, é também possível classificar a severidade dessa falha.

f) Método baseados num sistema híbrido Neuro-Fuzzy

A lógica *fuzzy* quando associada às redes neuronais artificiais, forma os chamados sistemas híbridos *neuro-fuzzy*, que aproveitam as potencialidades de cada uma. Na sua maioria os sistemas *neuro-fuzzy* são baseados em regras de lógica *fuzzy*, onde as técnicas de aprendizagem das redes neuronais são utilizadas para ajustar de modo preciso e automático a resposta do sistema *fuzzy*.

Dadas as vantagens dos sistemas híbridos *neuro-fuzzy*, estes podem ser utilizados na deteção e diagnóstico de falhas nas máquinas elétricas com elevada precisão e robustez, (Ayoubi, 1997).

2.4 - Classificação das Falhas nos Conversores Eletrónicos de Potência

Na secção 2.2 foram abordadas as falhas relativas à máquina de indução. Como referido, um acionamento eletromecânico é também constituído por um sistema de controlo e por um conversor eletrónico de potência, também eles sujeitos a diferentes tipos de falhas. As falhas referentes ao conversor eletrónico de potência serão analisadas de seguida, sendo também apresentados os respetivos métodos de deteção e diagnóstico de falhas mais usuais.

Os conversores eletrônicos de potência têm, geralmente, dois componentes funcionais principais: o circuito de controlo e o circuito de potência. Segundo (Yeh, 2007) o circuito de controlo é responsável pela maior parte das avarias a que ficam sujeitos os acionamentos eletromecânicos, sendo seguido pelo próprio conversor eletrónico de potência. Não estando no âmbito desta tese analisar os circuitos de comando, torna-se importante estudar o andar de potência do conversor eletrónico. De uma forma simplificada, a topologia clássica de um conversor eletrónico de potência pode ser descrita como uma associação série de três blocos constituintes: um retificador (conversor *CA/CC*), um barramento de tensão contínua, *CC*, e um inversor (conversor *CC/CA*), tal como se apresenta na Figura 2.20. Segundo (Thorsen, 1995) a maioria das falhas, cerca de dois terços, no conversor eletrónico de potência está associada com o barramento *CC*, nomeadamente com o condensador. O inversor, nomeadamente os seus semicondutores de potência, é responsável por cerca de um terço das falhas ocorridas no conversor eletrónico de potência, como se pode verificar na Figura 2.21.

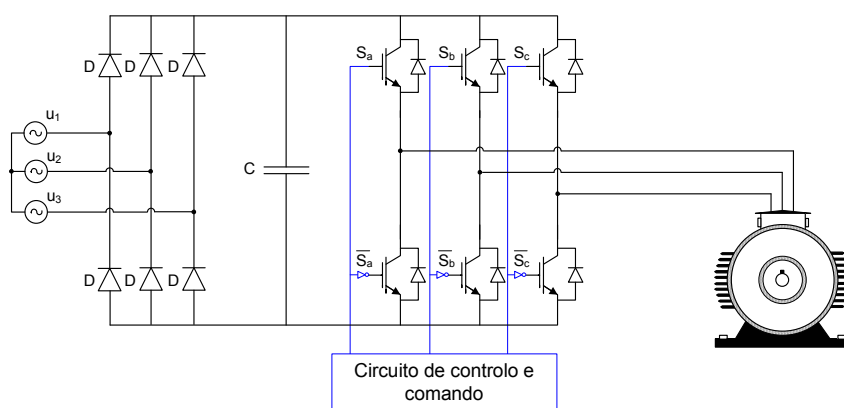


Figura 2.20 – Esquema de princípio de um conversor eletrônico de potência de um acionamento eletromecânico.

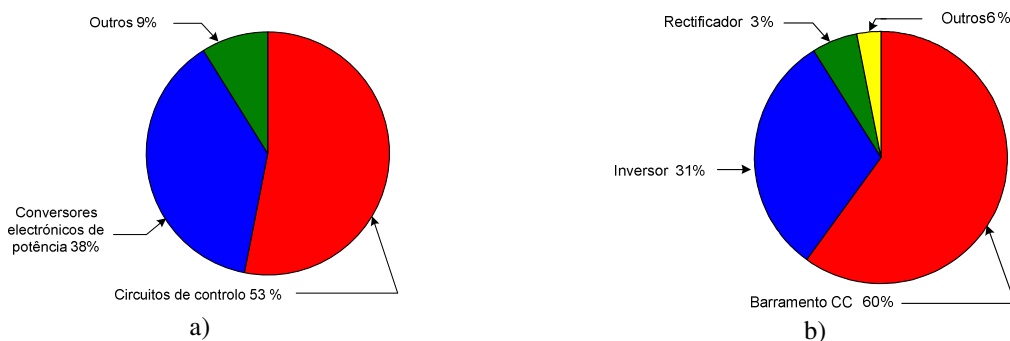


Figura 2.21 – Falhas nos conversores em acionamentos: a) Distribuição por componente funcional, b) Distribuição por bloco constituinte.

As falhas nos conversores eletrônicos de potência podem também ser divididas em falhas diretas, no circuito de potência (nos semicondutores de potência, condensadores, etc...), ou indiretas, causadas por falhas nos circuitos de controlo e comando dos semicondutores de potência. Ao contrário do que acontece na máquina de indução, cujas falhas podem apresentar um efeito progressivo, as falhas nos conversores eletrônicos de potência, quando ocorrem, têm um efeito praticamente instantâneo. No caso dos semicondutores de potência, as falhas caracterizam-se por um único estado de funcionamento: ou o semicondutor está em condução permanente, evidenciando uma falha do tipo curto-circuito, ou está permanentemente aberto a que corresponde uma falha do tipo circuito aberto.

O circuito de comando dos semicondutores tem como principal objetivo criar as condições de condução ao semicondutor de potência, através do apropriado sinal de comando necessário para o disparo do semicondutor, garantir o isolamento galvânico entre o circuito de controlo e o circuito de potência do conversor eletrónico e fornecer proteção aos semicondutores.

A falha do tipo circuito aberto (nos semicondutores de potência) está normalmente associada a falhas de controlo, do circuito de comando dos semicondutores ou falha de ligação (falta de sinal de comando no semicondutor). Este tipo de falha não apresenta riscos, nem para o conversor nem para os restantes componentes do acionamento, sendo apenas afetado o desempenho do conversor, porque desta falha não resulta qualquer curto-circuito.

A falha do tipo curto-circuito, nos semicondutores de potência, tem normalmente origem no próprio semicondutor que fica no estado de condução permanente mesmo sem sinal de comando para condução. Uma vez que nos inversores clássicos cada braço é constituído por dois semicondutores a funcionam em modo complementar, basta um deles estar apresentar uma falha do tipo curto-circuito para que se origine um curto-circuito no barramento CC , no momento em que for dada ordem de comando ao outro semicondutor.

A existência de mais do que um semicondutor com falha do tipo curto-circuito em braços diferentes, resulta num curto-circuito entre fases, originando correntes de circulação entre as mesmas de valor muito elevado. Caso esta falha não seja isolada rapidamente o sistema, no seu conjunto, poderá sofrer danos irreversíveis. O isolamento deste tipo de falha é tradicionalmente obtido com recurso a proteções contra sobreintensidades, mediante o uso fusíveis.

No caso de cada braço do conversor, possuir uma proteção individual (do tipo fusível), o inversor poderá manter-se em funcionamento inibindo apenas o braço afetado. Se a proteção for apenas global, o inversor poderá ficar completamente desligado. A solução adotada em alguns equipamentos comerciais de elevada potência consiste em colocar, em cada braço do inversor, semicondutores em série para que o curto-circuito de um deles não afete o funcionamento global do inversor.

A Figura 2.22 apresenta a distribuição das falhas no conversor eletrónico de potência, onde se consideram os blocos constituintes e os componentes funcionais. Para cada um dos elementos são indicados os vários tipos de falha. As falhas no retificador e no inversor são geralmente falhas associadas aos semicondutores sendo as suas causas e a forma como se manifestam semelhantes. A falha de ligação do inversor à máquina resulta essencialmente de problemas de maus contactos, falha dos aparelhos de manobra e rutura de cabos elétricos, manifesta-se em falha de tipo circuito aberto ou curto-circuito. As falhas do tipo curto-circuito no barramento CC são muito graves porque provocam a paragem do acionamento e o efeito de propagação de falhas aos restantes elementos do acionamento. As falhas de circuito de controlo e comando são as que, potencialmente, provocam menos danos no acionamento pois apenas afetam o seu desempenho.

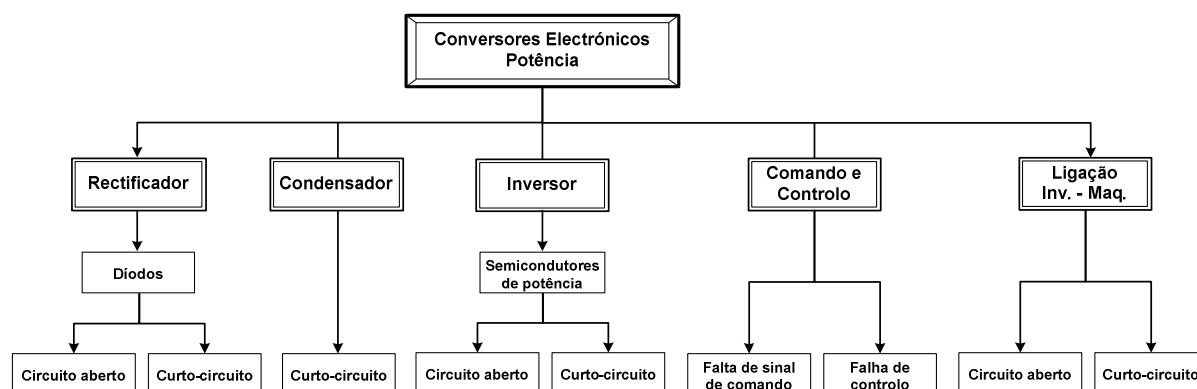


Figura 2.22 – Distribuição de falhas no conversor eletrónico de potência do acionamento.

Considere-se o acionamento eletromecânico de velocidade variável equipado com uma máquina de indução hexafásica e alimentada através de conversor eletrónico de potência a partir de uma rede trifásica. Apresentam-se de seguida as várias falhas no conversor eletrónico de potência, distribuídas por cada elemento, estão as mesmas localizadas de acordo como se apresenta na Figura 2.23.

- F_1 – Falhas no retificador: curto-circuito ou circuito aberto no(s) díodo(s) de potência;
- F_2 – Falhas no barramento CC: curto-circuito do condensador;
- F_3 – Falhas no inversor: curto-circuito ou circuito aberto no(s) semicondutor(es) de potência;
- F_4 – Falhas no circuito de comando e controlo;
- F_5 – Falhas na ligação do inversor à máquina: curto-circuito fase-terra ou fase-fase, circuito aberto.

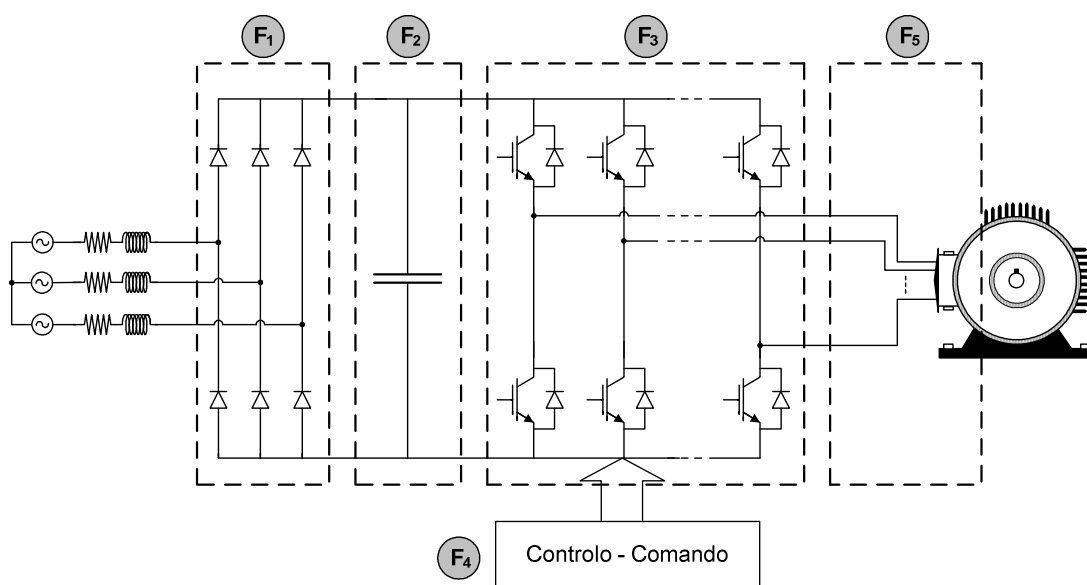


Figura 2.23 – Localização de falhas no acionamento eletromecânico.

2.4.1 - Falhas no Retificador

No retificador as falhas estão geralmente associadas ao díodo, quer este se apresente como um circuito aberto ou um curto-circuito. As falhas do tipo circuito aberto no díodo não apresentam consequências graves para o acionamento apenas uma limitação no valor da tensão no barramento CC. Já uma falha do tipo curto-circuito no díodo resulta num curto-circuito entre fases da rede de alimentação, o que se trata de uma situação grave do ponto de vista da integridade dos equipamentos. Na Figura 2.24 estão representados alguns exemplos de curto-circuito entre as fases de alimentação do retificador quando ocorre uma falha do tipo curto-circuito no díodo DI .

As causas possíveis de falha nos díodos de potência estão normalmente relacionadas com o seu funcionamento em condições muito severas (tensões e/ou correntes muito elevadas),

condições ambientais extremas (temperatura e humidade) ou esforços mecânicos devido a vibrações.

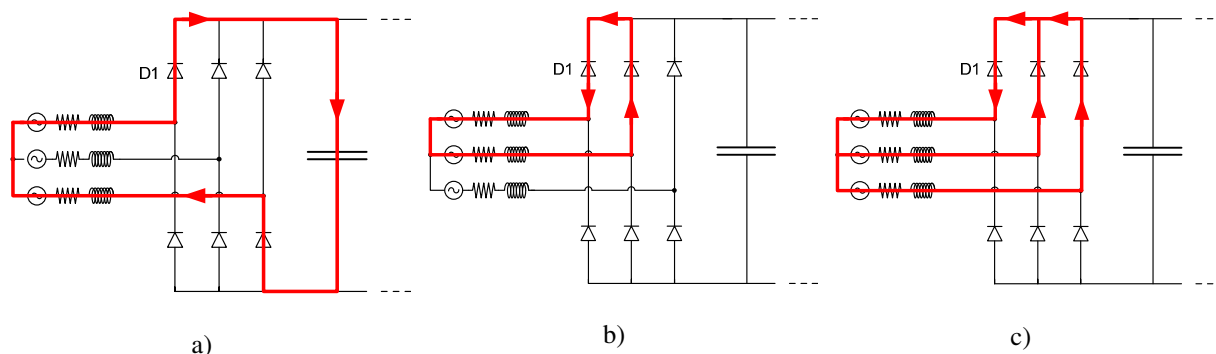


Figura 2.24 – Falhas do tipo curto-circuito no retificador: a) Funcionamento normal sem falha, b) Falha no diodo *D1* com curto-circuito fase-fase, c) Falha no diodo *D1* com curto-circuito trifásico.

2.4.2 - Falhas no Barramento CC

Os condensadores eletrolíticos são componentes muito importantes nos conversores eletrónicos de potência, porque garantem o armazenamento de energia e a filtragem da corrente no barramento *CC*. Estes condensadores, sendo dos elementos mais simples de analisar são também dos componentes mais estudados, uma vez que estão associados à maioria das falhas nos conversores eletrónicos de potência (ver Figura 2.21 b)).

A corrente através do condensador, durante a sua carga e descarga, provoca um aumento da sua temperatura devido à sua resistência interna, o que vai influenciar o seu tempo de vida útil. As falhas nos condensadores estão normalmente associadas às condições de funcionamento adversas, tensões e correntes muito elevadas ou defeitos internos, como, a evaporação ou fuga de eletrólito ou a sua degradação devido a temperaturas elevadas.

2.4.3 - Falhas no Inversor de Potência

Os inversores de potência do tipo fonte de tensão, usados habitualmente nos acionamentos equipados com máquina de indução, estão também sujeitos à ocorrência de falhas, as quais podem ser diretamente associadas a falhas nos semicondutores de potência ou ao circuito de comando e controlo.

As falhas nos semicondutores de potência manifestam-se em falhas do tipo circuito aberto ou o curto-circuito. A falha do tipo circuito aberto está normalmente associada a problemas de quebra nas ligações ou a falhas no comando e controlo. A falha do tipo curto-circuito resulta num semiconductor constantemente fechado e dá origem a elevadas correntes nos braços do inversor e nas linhas de fase, podendo originar a destruição dos outros componentes do inversor e a fonte de alimentação.

As causas de falha nos módulos semicondutores de potência são variadas e encontram-se relativamente bem conhecidas, podendo ter origem em fatores funcionais ou ambientais relacionados com o meio envolvente ao dispositivo. Dada a sua origem, as causas de falha dos semicondutores de potência podem ser classificadas como (Vallon, 2003):

- Causas internas: são falhas no próprio semiconductor, normalmente associadas ao processo de fabrico como a deficiente formação da porta, a pureza dos materiais utilizados, defeitos de encapsulamento, etc....
- Causas externas: são falhas que se devem essencialmente às condições de funcionamento, como tensões excessivas, correntes, temperaturas e a problemas ambientais.

a) Falha de semiconductor do tipo circuito aberto

Uma falha do tipo circuito aberto, num ou nos dois semicondutores do mesmo braço do inversor, pode ter origem na desconexão do terminal de ligação do circuito comando ao semiconductor, numa falha do circuito de comando ou numa falha interno no próprio semiconductor de potência. A falha de um dos semicondutores origina o desligar do potencial positivo ou do negativo do barramento de corrente contínua, *CC*, à respetiva linha de fase. Alternativamente, quando ambos os semicondutores estão abertos, a linha de fase é completamente desligada do barramento *CC*.

A Figura 2.25 apresenta o diagrama de um braço do inversor com falha no semiconductor do tipo circuito aberto. Nas Figuras 2.25 a) e b) apenas um dos semicondutores se encontra em circuito aberto, sendo que esta falha é visível pela falta alternância negativa da corrente quando a falha é no semiconductor inferior do braço, ou falta da alternância positiva no caso de falha no semiconductor superior do braço. Na situação apresentada na Figura 2.25 c) ambos os semicondutores se encontram em circuito aberto. Em qualquer dos casos de circuito aberto

existe um funcionamento degradado do equipamento, mas não a sua destruição nem da fonte de alimentação.

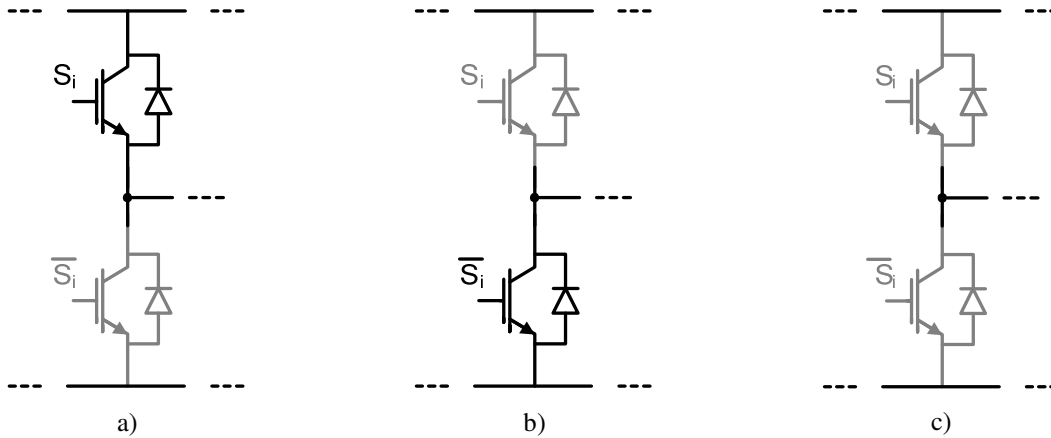


Figura 2.25 – Falhas do tipo circuito aberto num braço do inversor: a) Falha no semiconductor inferior, b) Falha no semiconductor superior, c) Falha em ambos os semicondutores.

b) Falha de semiconductor do tipo curto-circuito

A falha do tipo curto-circuito ocorre quando um ou mais semicondutores estão num estado permanentemente fechado. Esta falha pode ter duas causas: um curto-circuito na pastilha de silício (transistor ou diodo em anti-paralelo) por excesso de temperatura ou falha no circuito de comando e controlo. A falha do tipo curto-circuito num dos semicondutores de um dos braços do inversor, resulta na ligação permanente da respetiva linha de fase a um dos terminais do barramento *CC*. Se a deteção da falha de um semiconductor for realizada atempadamente, de forma a inibir o comando do segundo semiconductor do mesmo braço, não se provoca o curto-circuito ao barramento *CC* e fonte de alimentação. Caso contrário, quando o segundo semiconductor passa ao estado de condução, sem que o primeiro passe ao estado de corte devido à falha, resulta num curto-circuito ao barramento *CC* e fonte de alimentação.

Se ambos os semicondutores do mesmo braço se encontram em curto-circuito, originam um curto-circuito no barramento *CC* e na respetiva fonte de alimentação. Neste caso, as correntes de fase, na fonte de alimentação, são muito elevadas colocando em perigo o próprio conversor, a máquina que lhe está associada e a rede elétrica de alimentação. Este tipo de falha é extremamente grave exigindo a implementação de medidas de segurança muito rápidas que desliguem o braço em falha do inversor, logo na fase inicial da falha.

A Figura 2.26 apresenta o diagrama de um braço do inversor com falha do tipo curto-circuito. Nas Figura 2.26 a) e b) apenas um dos semicondutores se encontra em curto-circuito, enquanto que na Figura 2.26 c) ambos os semicondutores se encontram em curto-circuito. Se a falha não for imediatamente isolada o barramento *CC* fica também em curto-circuito (Figura 2.27), com a inevitável destruição do equipamento. Nestes casos, usam-se fusíveis rápidos em série com os semicondutores ou circuitos de proteção que detetam a falha e mantém aberto o outro semicondutor do respetivo braço.

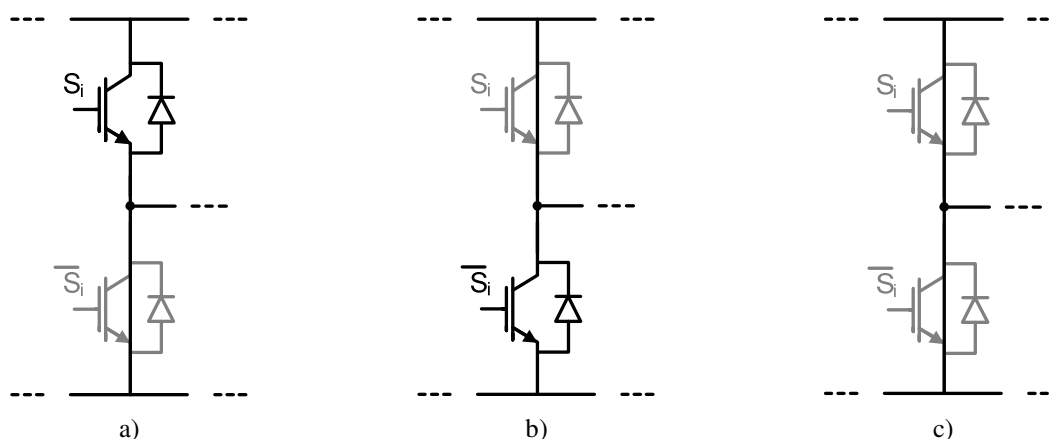


Figura 2.26 – Falhas do tipo curto-circuito num braço do inversor: a) Falha no semicondutor inferior, b) Falha no semicondutor superior b) Falha em ambos os semicondutores.

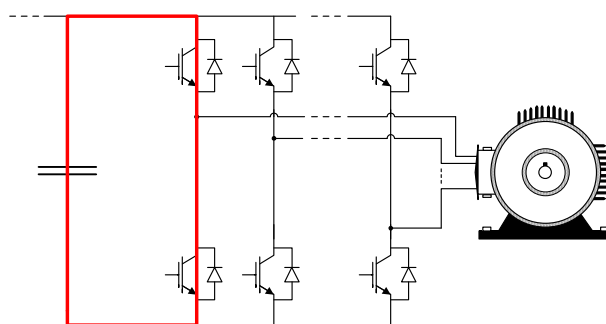


Figura 2.27 – Representação de falhas de curto-circuito do barramento *CC*.

As falhas do tipo curto-circuito descritas resultam em diferentes modos de falha e de gravidade para a máquina e inversor. Se o falha de curto-circuito ocorrer apenas num semicondutor do braço o bloqueio do sinal de comando do outro semicondutor evita o curto-circuito e a provável destruição do conversor. Nalguns casos de curto-circuito, o simples bloqueio do sinal de comando dos semicondutores não é suficiente para isolar

eletricamente o conversor da máquina e da rede de alimentação. Assim, para garantir a proteção de todo o acionamento deve existir uma proteção através de fusíveis de forma a isolar o curto-circuito para que não provoque falhas noutros componentes ou na máquina. A Figura 2.28 mostra a distribuição habitual dos fusíveis de proteção contra curto-circuitos.

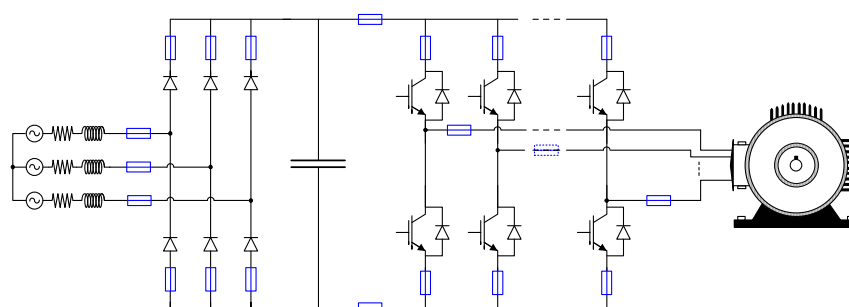


Figura 2.28 – Distribuição de fusíveis de proteção contra falhas do tipo curto-circuito no conversor eletrônico de potência.

2.4.4 - Falhas no circuito de comando e controlo

O circuito de comando e controlo é responsável por definir o estado de condução dos semicondutores de potência em cada instante, isto é, origina a ordem de condução ou bloqueio para cada semicondutor. Devido à diferença na ordem de grandeza das tensões usadas no circuito de potência relativamente aos circuitos de comando, o circuito de comando deve garantir o isolamento galvânico entre o próprio circuito de comando e controlo e o circuito de potência do conversor. Este isolamento pode ser realizado de várias formas, sendo o acoplador ótico a solução mais utilizada. É também a solução mais económica, e consiste num díodo emissor de luz (*LED*) e num fototransístor, sensível às variações espectrais da fonte emissora. As falhas neste acoplador estão geralmente associadas ao processo de envelhecimento do fototransístor. Com o passar do tempo a resina do acoplador ótico torna-se mais opaca, fenómeno agravado com o efeito da temperatura, não permitindo a transmissão do sinal do circuito de controlo ao semicondutor, permanecendo este no estado aberto.

2.4.5 - Falhas na Ligação do Conversor Eletrônico de Potência à Máquina

As falhas na ligação do conversor eletrônico de potência à máquina elétrica manifestam-se de duas formas: circuito aberto ou curto-circuito.

A falha do tipo fase em circuito aberto pode ser causada pelo enrolamento da máquina estar em aberto, problemas de ligações do conversor à máquina causados pela quebra das soldaduras, consequência das elevadas temperaturas, ou vibrações mecânicas.

A Figura 2.29 apresenta o diagrama de um braço do conversor na situação em que não existe falha dos semicondutores, mas a carga comporta-se como um circuito aberto por quebra da ligação ou interrupção enrolamento que representa a fase.

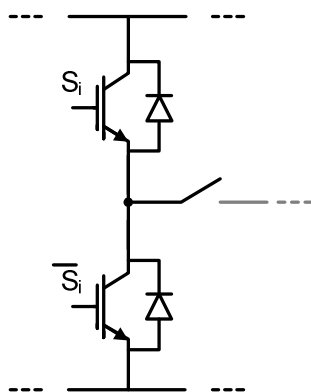


Figura 2.29 – Falha do tipo circuito aberto na ligação à máquina.

Na ligação do conversor eletrônico de potência à máquina podem ainda existir falhas do tipo curto-circuito com várias localizações possíveis, cuja localização vai influenciar a severidade da falha, como se mostra na Figura 2.30. Nas Figuras 2.30 a) e b) são apresentadas falhas com curto-circuitos do tipo fase-fase. De notar que as correntes de curto-circuito são diferentes, uma vez que na situação apresentada alínea a) a impedância de curto-circuito é praticamente nula enquanto na situação apresentada em b) a impedância de curto-circuito resulta da impedância de dois enrolamentos da máquina. Na situação apresentada na alínea c) trata-se de um curto-circuito do tipo fase-terra devido a defeito de isolamento do enrolamento da máquina.

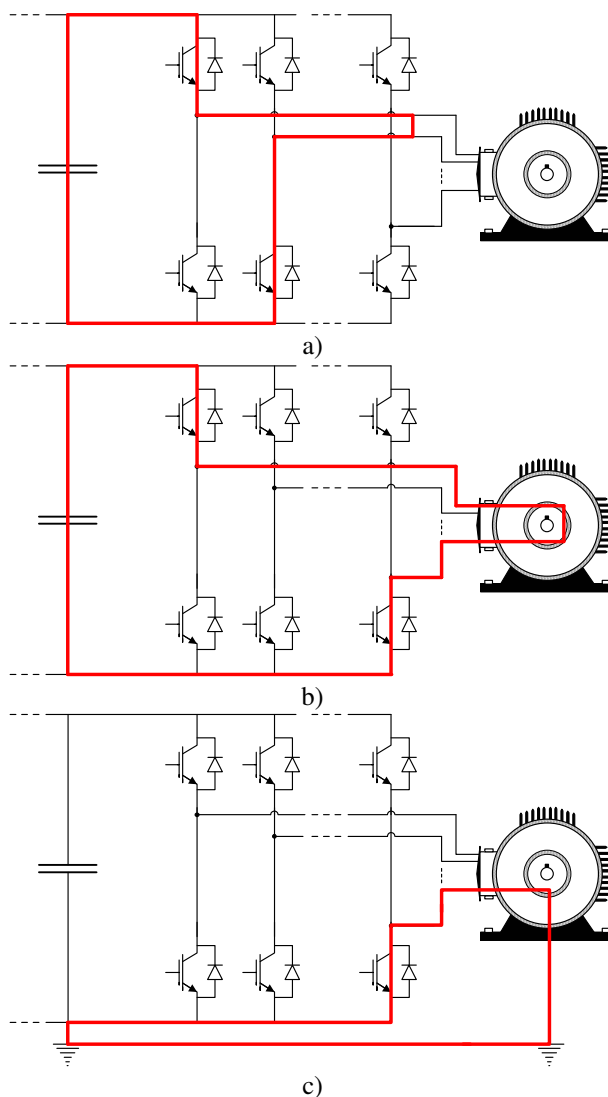


Figura 2.30 – Falha do tipo curto-circuito na ligação à máquina: a) Curto-circuito fase-fase na ligação à máquina, b) Curto-circuito fase-fase na máquina, c) Curto-circuito fase-terra.

2.4.6 – Síntese de Falhas nos Conversores Eletrônicos de Potência

A Figura 2.31 apresenta uma síntese das causas possíveis para as falhas nos conversores eletrônicos de potência, em função do elemento onde as falhas ocorrem. Na Figura 2.31 a) apresentam-se as causas internas de falha nos semicondutores de potência e respetivo circuito de comando, bem como nos condensadores presentes no barramento CC. Estas causas estão na maioria dos casos associados a defeitos no processo de fabrico ou de funcionamento.

As causas externas, apresentadas na Figura 2.31 b), estas são essencialmente relacionadas com as condições de funcionamento dos elementos.

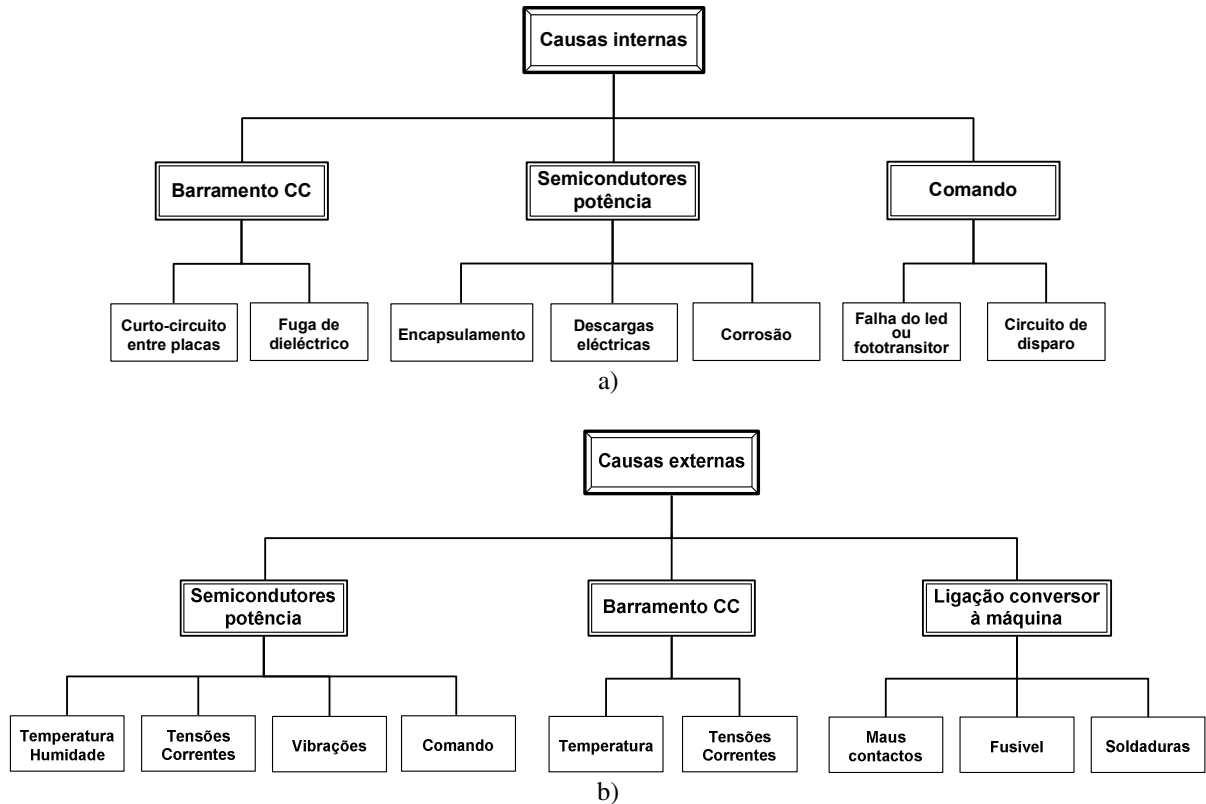


Figura 2.31 – Distribuição das causas de falhas no conversor eletrônico de potência em função do elemento onde ocorrem: a) Causas internas, b) Causas externas.

2.5 - Métodos de Deteção e Diagnóstico de Falhas nos Conversores Eletrônicos de Potência

Da mesma forma que para as máquinas elétricas, as falhas nos conversores eletrônicos de potência e respetivos métodos de deteção e diagnóstico têm sido estudadas, nomeadamente as falhas do tipo circuito aberto e curto-circuitos nos próprios semicondutores. As falhas do tipo circuito aberto nos semicondutores não conduzem obrigatoriamente à paragem do acionamento, podendo este permanecer em funcionamento em modo de falha com desempenho reduzido, mas podem originar outros tipos de falhas mais graves para o acionamento.

Neste sentido, têm sido propostos vários métodos para a deteção e o diagnóstico de falhas nos semicondutores dos conversores eletrônicos de potência, que permitem deteção da falha numa fase inicial evitando o efeito de propagação de falhas. Em (Rothenhagen, 2005) e (Lu, 2008) são apresentados alguns dos métodos de deteção e diagnóstico de falhas, do tipo

circuito aberto, nos semicondutores de potência do inversor, que apresentam em comum o facto de se basearem no análise das correntes de fase.

Da forma idêntica à usada para as máquinas elétricas, os métodos de deteção e diagnóstico de falhas nos inversores podem ser agrupadas consoante a grandeza e técnica utilizada para a deteção.

2.5.1 - Métodos Baseados na Componente CC das Correntes

a) Métodos baseados na componente CC das correntes simples

O método da componente contínua da corrente simples (Rothenhagen, 2004) consiste no cálculo do valor médio das correntes na linha para todas as fases, I_{med} , e na comparação deste com um valor limite, usando-se normalmente um comparador de histerese. A deteção e identificação da fase e do semiconductor são dadas pela saída do comparador. Quando $-\Delta I < I_{med} < \Delta I$ significa que não existe falha porque o valor médio é praticamente nulo, se $I_{med} > \Delta I$ indica a existência de uma falha do semiconductor superior do braço da respetiva fase, e se $I_{med} < -\Delta I$ a falha é no semiconductor inferior do braço.

b) Métodos baseados na componente CC das correntes normalizada

O método da componente contínua CC normalizada (Rothenhagen, 2005) é baseado no método do vetor de *Park*, e representa uma melhoria relativamente ao anterior por eliminar sua dependência da carga. Neste método é realizado a normalizado o valor médio calculado, pelo método do vetor de *Park*, através do quociente deste pelos coeficientes da primeira harmónica das correntes de fase do inversor, calculadas através da transformada discreta de *Fourier* (*DFT - Discrete Fourier Transform*) para cada fase. Para identificação do semiconductor em falha, o resultado do quociente, ou seja o valor médio normalizado, é comparado com dois valores limite, resultando num valor binário que através de uma tabela identifica o semiconductor em falha.

c) Métodos baseados na componente CC das correntes normalizada e modificada

O método da componente contínua CC da corrente normalizada e modificada é muito semelhante ao anterior mas com uma pequena adaptação que permite melhorar o seu desempenho quando usado em cadeia fechada. Utiliza regras menos restritivas na

determinação das falhas em circuito aberto uma vez que apenas o maior valor absoluto calculado é considerado (Khomfoi, 2011).

2.5.2 - Métodos Baseados no Declive e Desvio da Corrente

a) Métodos baseados no declive da corrente

O método baseado no declive da corrente (Peuget, 1998) permite, através do declive da trajetória das correntes no plano complexo, identificar o braço do inversor com um falha. A trajetória é calculada usando a transformação do vetor de *Park* das correntes na linha. A trajetória em caso de falha é composta por um semicírculo e uma secção linear no plano complexo. Esta secção linear apresenta um determinado declive, dependendo do braço do inversor com falha. Para identificar o semiconductor em falha no inversor é necessário identificar se a corrente da respetiva fase com falha é positiva ou negativa.

b) Métodos baseados no desvio da corrente

O método baseado no desvio de corrente, que representa a diferença entre a corrente de referência e a medida, e_i , é utilizado para detetar a falha do tipo circuito aberto do semiconductor de potência. Esta abordagem simples do desvio de corrente é fortemente dependente da carga associada a máquina. Em (Lu, 2008) é usado o detetor de falhas, $df=e_{i_{1h}}/e_{i_m}$, expresso pelo quociente entre a componente fundamental do desvio da corrente, e_{1h} , e o seu valor médio, e_{i_m} , obtida pela aplicação de uma transformada discreta de *Fourier* (*DFT*) ao desvio da corrente, para reduzir a influência das condições de carga deste método de deteção.

A amplitude do detetor de falha, df , é comparado com um valor limite para detetar a ocorrência de falha e o seu argumento é usado para identificação do semiconductor com falha. Este método é muito simples porque não necessita de sensores adicionais, e é praticamente insensível às variações de carga e velocidade.

2.5.3 - Métodos Baseados no Reconhecimento de Padrões

a) Métodos baseados no vetor de Park

No método baseado no vetor de *Park* (Mendes, 1999) a detecção e localização de falhas de semicondutor é obtida pelo cálculo da posição do ponto central da trajetória da corrente, que representa o valor médio de todas as correntes de fase ao longo de um período. O método inicia-se com cálculo do valor médio das correntes, sendo de seguida aplicada a transformação do *Park* às correntes de fase para obter a amplitude e ângulo de fase do vetor de *Park* no plano complexo. Para o funcionamento do conversor sem falha o valor médio das correntes de fase é nulo e a trajetória das correntes no plano complexo representa uma circunferência porque a amplitude do vetor é constante e menor que o valor limite. Quando ocorre uma falha num dos semicondutores, o valor médio das correntes de fase é diferente de zero, o que resulta numa amplitude do vetor superior ao valor limite, indicando o braço e respetiva fase com falha. A identificação do semicondutor com falha é obtida a partir do ângulo de fase.

b) Métodos baseados no reconhecimento de padrões no domínio tempo

Neste método, o modo de falha do inversor é definido através de padrões da forma de onda das correntes de fase no domínio do tempo. A característica padrão é definido pelos seguintes parâmetros: valor da componente contínua da corrente de fase, $I_{S(CC)}$, polaridade do valor médio da corrente no primeiro quarto do período, I_{q1} , e no segundo quarto do período, I_{q2} . Em caso de uma falha nos semicondutores, 9 dos 27 parâmetros totais (para inversor trifásico) são definidos de modo a permitir a deteção de uma falha. A distribuição dos parâmetros $I_{S(CC)}$, I_{q1} e I_{q2} caracterizam o semicondutor em falha (Fuchs, 2003).

c) Métodos baseados em Wavelet-Fuzzy

O método baseado em *Wavelet-Fuzzy* utiliza um algoritmo de monitorização em tempo real das correntes nas fases. A análise *Wavelet* é usada para identificar as alterações nas correntes. Ao detetar uma alteração nas correntes de fase, a sua componente contínua é calculada. O valor da componente contínua da corrente fase e a sua polaridade são as entradas de um sistema de lógica *fuzzy* que deteta a existência de falha do tipo circuito aberto (Lu, 2008).

d) Métodos baseados em Wavelet-Rede Neuronal Artificial

Neste método, as correntes nas fases são utilizados para a detecção da existência ou não de falhas, através da análise da variação dos coeficientes de decomposição quando se aplica a transformada de *Wavelet*. Coeficientes de aproximação normalizados são introduzidos numa rede neuronal artificial, com o objetivo de diagnosticar a presença ou não de falha (Lu, 2008).

e) Métodos baseados em Wavelet-Neuro-Fuzzy Adaptativa

Neste método, a corrente no barramento CC do inversor é monitorizada ao longo de um ciclo, para efeitos de diagnóstico. A transformação *Wavelet* contínua é aplicada sobre o sinal característico de falha e os índices são derivados para treinar o sistema de inferência *neuro-fuzzy* adaptativo. A lógica *fuzzy* permite construir bases de conhecimento e a adaptação dos parâmetros permite a aprendizagem do comportamento não linear (Lu, 2008).

2.6 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as principais e mais frequentes falhas nos acionamentos eletromecânicos com máquina de indução de rotor em gaiola de esquilo alimentada por conversor eletrónico de potência do tipo fonte de tensão.

Foram analisadas as falhas associadas ao estator, ao rotor e ao veio da máquina, apresentando ainda possíveis causas e os seus efeitos sobre o funcionamento da máquina. Relativamente ao conversor as falhas nos semicondutores de potência, no circuito de comando e controlo, e nos condensadores do barramento CC foram apresentadas, assim como causas e os seus efeitos para o conversor.

Foram ainda apresentados vários métodos de deteção e diagnóstico de falhas mais referenciados na literatura, quer para a máquina eléctrica quer para o conversor eletrónico de potência.



Modelação da Máquina de Indução Hexafásica

3.1 - Introdução

Tradicionalmente uma máquina de indução trifásica (com três fases no estator) é a máquina selecionada para a maioria dos acionamentos eletromecânicos, desde que o fornecimento de energia elétrica seja realizado por rede elétrica trifásica. No entanto, quando a alimentação da máquina é realizada com recurso a um conversor eletrónico de potência a escolha de máquinas com apenas três fases deixa de ser uma obrigação/imposição. O interesse pelas máquinas polifásicas (com número de fases superior a três) deve-se essencialmente à possibilidade de divisão da potência por fase, redução das oscilações do binário presentes nos acionamentos com a máquina de indução trifásica e a melhor redundância do acionamento quando existe perda de uma ou mais fases da máquina.

Atualmente têm-se realizado muitos estudos referentes à análise e controlo de máquinas polifásicas, com número superior a 3, em particular considerando a máquina de indução e apresentando as suas principais características, vantagens e desvantagens (Levi, 2008) (Pienkowski, 2012).

Com o objectivo de simular o comportamento dinâmico da máquina de indução hexafásica em funcionamento com e sem falha, será apresentado neste capítulo o modelo matemático da máquina que a permita simular, com e sem falhas, tendo como objetivo o estudo e a implementação de técnicas de deteção e diagnóstico de falhas.

Finalmente, são apresentados resultados de simulação do modelo dinâmico da máquina, com e sem falha, sendo estes comparados com os ensaios experimentais. Os resultados experimentais foram obtidos recorrendo a um protótipo constituído por uma máquina de indução hexafásica de rotor em gaiola de esquilo e respetivo conversor eletrónico de potência de seis fases.

3.2 - Máquinas de indução polifásicas

Do ponto de vista do número de fases os estudos e as aplicações com máquinas polifásicas apontam para diferentes tipos de máquinas, conforme o seu número de fases e configurações: máquinas de indução de seis fases simétrica (Prieto, 2010) ou assimétrica (Kianinezhad, 2008) e máquinas de indução de cinco fases (Pereira, 2006). Os acionamentos eletromecânicos com recurso a máquinas indução polifásicas, como número superior a três, estão geralmente relacionados com aplicações de elevada potência da máquina, a necessidade de redundância e com tolerância a falhas, nomeadamente, na tração de veículos elétricos rodoviários e ferroviários, propulsão de navios e aplicações aeroespaciais (Miranda, 2009).

Estas máquinas polifásicas, com número de fases superior a três, apresentam várias vantagens quando comparados com as trifásicas (Singh, 2002) (Levi, 2007) (Parsa, 2007). Desses podem-se destacar os seguintes:

- Redução das oscilações/flutuações do binário;
- Maior potência/binário por valor eficaz de corrente para o mesmo volume da máquina;
- Redução da potência de perdas rotóricas devido à redução das correntes harmónicas no rotor;
- Maior fiabilidade e funcionamento em sistemas com tolerância a falhas;
- Redução do conteúdo harmónico da corrente no barramento CC quando alimentada por inversor de tensão;
- Redução da corrente por fase da máquina e por braço do conversor eletrónico de potência, quando alimentada por inversor de tensão.

Como desvantagens das máquinas polifásicas, quando alimentada por inversor de tensão, é possível referir:

- O número de semicondutores do conversor eletrónico de potência aumenta com o número de fases da máquina, o que resulta num aumento das perdas e no custo do conversor eletrónico de potência que alimenta. No entanto, para máquinas de grande potência estas desvantagens podem não ser muito significativas face ao elevado custo do acionamento e quantidade de energia processada relativamente às perdas;
- Maior complexidade no seu controlo.

3.2.1 - Classificação das Máquinas de Indução Polifásicas

Segundo (Hadiouche, 2000) as máquinas polifásicas organizam-se em dois grupos distintos, conforme o número de fases do estator é ou não um múltiplo de três: máquinas polifásicas do Tipo *I* e do Tipo *II*.

a) Máquinas polifásicas do Tipo I

As máquinas do tipo *I*, também designadas por máquinas de multi-estrela, apresentam um número de fases do estator, m , múltiplo de três. Estas permitem várias configurações de ligação em estrela conforme o número de estrelas: máquina com neutros independentes ou de ponto neutro comum. O número de fases de estator é expresso em função do número de estrelas por (3.1), onde ξ representa o número de estrelas ou conjuntos de três fases.

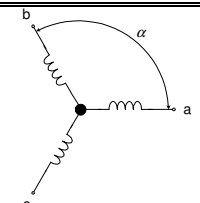
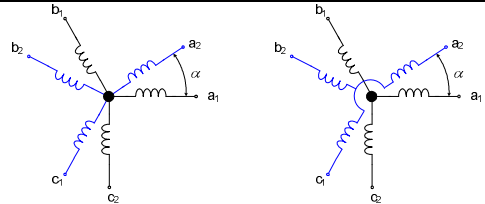
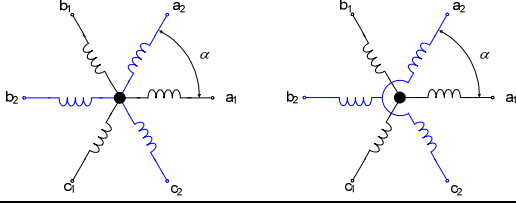
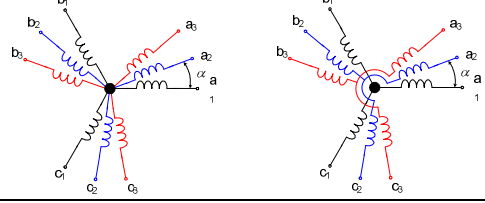
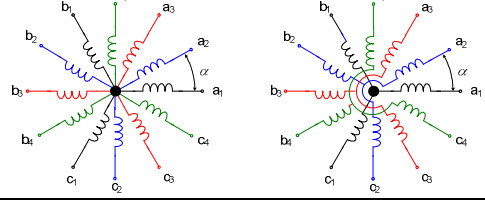
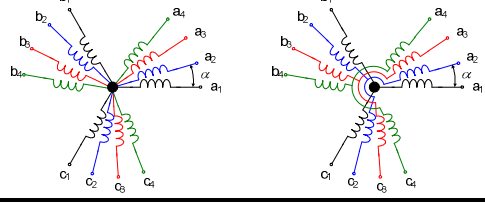
$$m = 3\xi \quad (\xi = 1, 2, 3, 4, \dots) \quad (3.1)$$

Desta forma, e para um determinado número de fases, é possível construir várias configurações de máquina, dependendo do deslocamento angular entre dois enrolamentos adjacentes, α , (que também corresponde ao desfasamento entre as estrelas do estator) e do tipo de ligação do ponto neutro. As diferentes configurações possíveis para as máquinas polifásicas definem-se pelo número equivalente de fases, m_α , dadas pela equação (3.2) com α expresso em radianos:

$$m_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (3.2)$$

Assim, para as máquinas polifásicas do tipo *I*, apresentam-se na Tabela 3.1 alguns exemplos de configurações, com ligação de neutro independente e neutro comum.

Tabela 3.1 – Máquinas polifásicas do tipo *I*.

Número de fases (m)	Número equivalente de fases (m_{ω})	Ângulo de defasamento (α)	Representação dos eixos dos enrolamentos
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	
12	12	$\frac{\pi}{12}$	

b) Máquinas polifásicas do Tipo II

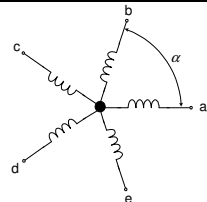
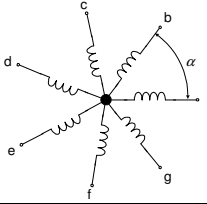
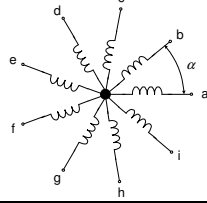
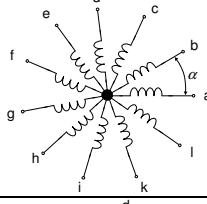
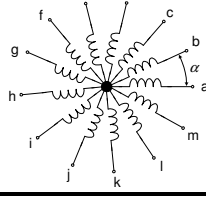
As máquinas polifásicas do Tipo *II* são máquinas cujo número de fases do estator é um

número ímpar. Neste tipo de máquinas, o número de fases, m , é igual ao número equivalente de fases, m_α , expresso por (3.3), com α em radianos e igual a $\alpha = 2\pi/m$.

$$m = m_\alpha = \frac{2\pi}{\alpha} \quad (3.3)$$

De seguida são apresentados, na Tabela 3.2, alguns exemplos de máquinas polifásicas do tipo II, nomeadamente na sua configuração de neutro comum devido ao número ímpar de fases.

Tabela 3.2 – Máquinas polifásicas do tipo II.

Número de fases (m)	Número equivalente de fases (m_α)	Ângulo de defasamento (α)	Representação dos eixos dos enrolamentos
5	5	$\frac{2\pi}{5}$	
7	7	$\frac{2\pi}{7}$	
9	9	$\frac{2\pi}{9}$	
11	11	$\frac{2\pi}{11}$	
13	13	$\frac{2\pi}{13}$	

3.2.2 - Máquina de Indução Hexafásica

Entre as diferentes configurações de máquinas polifásicas, a máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator (*DTPIM - Dual Three-Phase Induction Motor*), com o estator composto por dois grupos de enrolamentos trifásicos ligados em estrela e deslocamento angular entre si de um determinado ângulo, α , é amplamente estudada e discutida na literatura (Hadiouche, 2000) (Jacobina, 2004) (Apsley, 2006a), nas suas diferentes configurações de ligação de neutro: neutros independentes ou neutro comum. A configuração mais usual possui um deslocamento angular $\alpha = 30^\circ$ entre os dois grupos trifásicos com neutros independentes, também designada por máquina de indução hexafásica assimétrica. A principal razão da escolha desta configuração resulta da redução nas oscilações do binário, por eliminação da sexta harmónica, normalmente presente nos acionamentos com máquinas trifásicas alimentadas por inversor do tipo fonte tensão de onda quadrada (Silva, 2007).

A utilização de máquinas de indução hexafásicas simétricas com valores de deslocamento angular $\alpha = 0^\circ$ ou $\alpha = 60^\circ$ oferece algumas vantagens em relação a máquina de $\alpha = 30^\circ$, tais como: a menor complexidade na construção ou reconstrução a partir de outra máquina trifásica, maior simplicidade no controlo e redução da taxa de distorção das correntes da máquina (Hadiouche, 2000).

3.3 - Modelação da Máquina Hexafásica

O modelo desenvolvido descreve o funcionamento dinâmico de uma máquina de indução hexafásica de dupla estrela, com seis fases no estator, constituída por dois conjuntos de enrolamentos trifásicos desfasados entre si de um ângulo α . A Figura 3.1 ilustra a distribuição dos enrolamentos do estator onde os índices a , b , e c identificam as fases do estator, os índices 1 e 2 indicam a estrela do estator correspondente, e α é o ângulo de desfasamento entre as duas estrelas. Os dois conjuntos trifásicos simétricos a_1, b_1, c_1 e a_2, b_2, c_2 do estator são desfasados de α . Os centros de cada uma das estrelas podem ser ligados de forma independente, denominado por neutro duplo ou ligados a um único ponto de neutro, denominado por neutro comum.

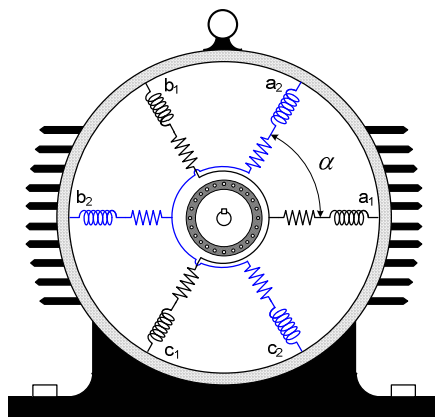


Figura 3.1 - Distribuição dos enrolamentos na máquina de indução hexafásica com $\alpha = 60^\circ$ com rotor em gaiola de esquilo.

Na modelação de máquinas elétricas é comum não considerar alguns fenómenos físicos, porque, por um lado, o seu impacto sobre o comportamento da máquina pode ser considerado desprezável em certas condições, por outro, a sua formulação matemática torna o modelo muito complexo. Assim, no desenvolvimento do modelo da máquina de indução hexafásica, as seguintes hipóteses e aproximações foram consideradas (Toliyat, 1991) (Silva, 2006):

- Entreferro considerado uniforme;
- Perdas magnéticas e efeito de saturação desprezados;
- Atritos devido à ventilação desprezados;
- Fluxo magnético considerado linear;
- Enrolamentos da máquina distribuídos de forma sinusoidal;
- Enrolamentos das duas estrelas de estator da máquina idênticos, eletricamente isolados e desfasados de um ângulo $\alpha = 60^\circ$;
- Rotor do tipo gaiola de esquilo e equivalente a três bobinas;
- Saturação magnética do campo, indutâncias mútuas devidas a indutâncias de perdas e perdas no núcleo por correntes parasitas desprezadas;
- Não são consideradas variações de relutância magnética devido à posição do rotor.

Sendo o rotor do tipo gaiola de esquilo, o mesmo pode ser modelado com seis ou três fases, sendo adotada a sua modelação através de três enrolamentos equivalentes, um por fase, onde os índices R_1 ; R_2 e R_3 representam as três fases do rotor (Hadiouche, 2000), como se apresenta na Figura 3.2.

Apresenta-se o desenvolvimento de um modelo da máquina em coordenadas naturais

para funcionamento com e sem falha. A escolha da modelação em coordenadas naturais deve-se ao facto de, com este tipo de modelação, ser possível a simulação de vários tipos de falhas eléctricas quer nos enrolamentos do estator, quer nas barras ou anéis do rotor, assim como nas diferentes fases de alimentação da máquina.

Será ainda considerada a modelação da máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator com independente em coordenadas $dq0$, que servirá de base à implementação ao sistema de deteção e diagnóstico de falhas, apresentado no capítulo seguinte.

3.3.1 - Modelação da máquina de indução hexafásica em coordenadas naturais

A Figura 3.2 a) apresenta a posição dos seis enrolamentos do estator, dupla estrela de estator, a posição dos três enrolamentos do rotor relativamente à estrela 1 de estator, considerada como referência. Para um ângulo de desfasamento α entre as duas estrelas de estator, a posição do rotor é expressa por θ e θ_{R2} relativamente a cada uma das estrelas.

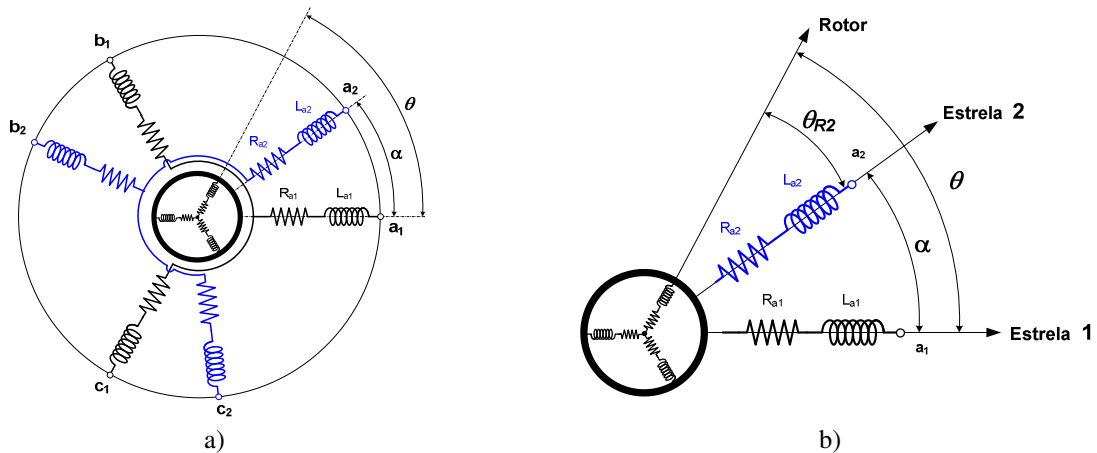


Figura 3.2 – Máquina de indução hexafásica com $\alpha = 60^\circ$: a) Distribuição espacial dos enrolamentos no estator e do rotor, b) Relação entre as estrelas do estator e do rotor.

De acordo com a Figura 3.2 b), onde θ representa a posição da fase R_1 do rotor em relação à fase a_1 do estator 1, e θ_{R2} a posição da fase R_1 do rotor em relação à fase a_2 do estator 2, obtem-se (3.4), onde ω_m representa a velocidade angular do rotor e θ_0 a sua posição inicial.

$$\begin{cases} \theta = \int_0^t \omega_m dt + \theta_0 = \omega_m t + \theta_0 \\ \theta_{R2} = \theta - \alpha \end{cases} \quad (3.4)$$

A partir da equação (3.4), e considerando que no arranque o rotor da máquina está alinhado com a fase “ a_1 ” da estrela 1, $\theta_0 = 0$, a velocidade mecânica do rotor é expressa pela equação (3.5).

$$\omega_m = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.5)$$

O escorregamento, que representa a diferença entre a velocidade do campo girante do estator, ω_s , e a velocidade mecânica do rotor da máquina ω_m , é obtido a partir da equação (3.6).

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (3.6)$$

A velocidade do campo girante do estator é definida pela relação entre a frequência das correntes nos enrolamentos do estator e o número de pares de polos, p , é obtida a partir da equação (3.7).

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (3.7)$$

Considerando que a máquina é alimentada através de uma fonte de tensão de seis fases, com igual frequência e amplitude, e com as fases de alimentação desfasadas entre si de α , as tensões das fases de alimentação podem ser definidas pela equação (3.8), onde U_{max} é o valor máximo da tensão em cada uma das fases no estator da máquina e ω é a frequência angular da tensão.

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{Sa1}(t) = U_{max} \sin(\omega t) \\ U_{Sb1}(t) = U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{Sc1}(t) = U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{Sa2}(t) = U_{max} \sin(\omega t + \alpha) \\ U_{Sb2}(t) = U_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \\ U_{Sc2}(t) = U_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Considerando a máquina equilibrada com enrolamentos iguais e uniformemente distribuídos, as correntes em cada fase do estator são expressas pela equação (3.9), onde I_{max} é o valor máximo da corrente de fase no estator da máquina e φ corresponde ao ângulo de defasamento entre a tensão e a corrente.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Sa1}(t) = I_{max} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{Sb1}(t) = I_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_{Sc1}(t) = I_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_{Sa2}(t) = I_{max} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \\ i_{Sb2}(t) = I_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) \\ i_{Sc2}(t) = I_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) \end{array} \right. \quad (3.9)$$

Considerando assim a máquina de indução hexafásica de dupla estrela no estator, com a distribuição espacial dos enrolamentos de estator e rotor apresentada na Figura 3.2 a), e assumindo as hipóteses simplificativas descritas, apresenta-se de seguida a modelação da mesma para a situação de ausência de falha. Adotando a notação matricial para as expressões das tensões para as estrelas 1 e 2 do estator e do rotor, obtêm-se as equações (3.10) a (3.12), onde os índices “S” e “R” referem grandezas de estator e rotor, respetivamente, e os índices 1 e 2 referem cada um dos grupos de enrolamentos das estrelas 1 e 2 do estator.

$$[U_{S1}] = [R_{S1}] [i_{S1}] + \frac{d}{dt} [\psi_{S1}] \quad (3.10)$$

$$[U_{S2}] = [R_{S2}] [i_{S2}] + \frac{d}{dt} [\psi_{S2}] \quad (3.11)$$

$$[U_R] = [R_R] [i_R] + \frac{d}{dt} [\psi_R] \quad (3.12)$$

Os vetores das tensões, para cada uma das estrelas do estator e para o rotor, são expressos por (3.13), onde $[U_{S1}]$ e $[U_{S2}]$ representam os vetores das tensões referentes às estrelas 1 e 2 do estator e $[U_R]$ o vetor das tensões do rotor.

$$\begin{cases} [U_{S1}] = [U_{Sa1} & U_{Sb1} & U_{Sc1}]^T \\ [U_{S2}] = [U_{Sa2} & U_{Sb2} & U_{Sc2}]^T \\ [U_R] = [U_{R1} & U_{R2} & U_{R3}]^T \end{cases} \quad (3.13)$$

Da mesma forma os vetores das correntes são expressos por (3.14), onde $[I_{S1}]$ e $[I_{S2}]$ representam os vetores das correntes referentes às estrelas 1 e 2 do estator e $[I_R]$ o vetor das correntes do rotor.

$$\begin{cases} [I_{S1}] = [I_{Sa1} & I_{Sb1} & I_{Sc1}]^T \\ [I_{S2}] = [I_{Sa2} & I_{Sb2} & I_{Sc2}]^T \\ [I_R] = [I_{R1} & I_{R2} & I_{R3}]^T \end{cases} \quad (3.14)$$

As matrizes das resistências dadas por (3.15), são diagonais e os seus termos são os valores das resistências de cada enrolamento do estator e dos enrolamentos equivalentes do rotor. Considerando a máquina simétrica com $R_S = R_{S1} = R_{S2}$ e $R_R = R_{Rz}$, onde $[R_{S1}]$ e $[R_{S2}]$ representam as matrizes das resistências dos enrolamentos das estrelas 1 e 2 do estator e $[R_R]$ a matriz das resistências do rotor.

$$\left\{ \begin{array}{l} [R_{S1}] = \begin{bmatrix} R_{Sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{Sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Sc1} \end{bmatrix} \\ [R_{S2}] = \begin{bmatrix} R_{Sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{Sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Sc2} \end{bmatrix} \\ [R_R] = \begin{bmatrix} R_{R1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{R2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{R3} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.15)$$

Os vetores dos fluxos magnéticos, em cada estrela do estator e no rotor, são expressos por (3.16), onde $[\psi_{S1}]$ e $[\psi_{S2}]$ representam os vetores do fluxo estatórico referentes às estrelas 1 e 2 do estator e $[\psi_R]$ o vetor do fluxo rotórico.

$$\left\{ \begin{array}{l} [\psi_{S1}] = [\psi_{Sa1} \quad \psi_{Sb1} \quad \psi_{Sc1}]^T \\ [\psi_{S2}] = [\psi_{Sa2} \quad \psi_{Sb2} \quad \psi_{Sc2}]^T \\ [\psi_R] = [\psi_{R1} \quad \psi_{R2} \quad \psi_{R3}]^T \end{array} \right. \quad (3.16)$$

Os fluxos magnéticos podem ser obtidos a partir dos coeficientes de auto-indução, indução mútua entre os vários enrolamentos e o rotor, e respectivas correntes de acordo com as equações (3.17) a (3.19), onde, $[L_{S1S1}]$, $[L_{S2S2}]$ e $[L_{RR}]$ representam, respetivamente, as matrizes dos coeficientes de auto-indução dos enrolamentos das estrelas 1 e 2 do estator e do rotor. $[M_{S1S2}]$ e $[M_{S2S1}]$ representam as matrizes dos coeficientes de indução mútua entre as estrelas 1 e 2. $[M_{S1R}]$ e $[M_{S2R}]$ representam as matrizes dos coeficientes de indução mútua entre as estrela 1 e 2 do estator e o rotor.

$$[\psi_{S1}] = [L_{S1S1}][i_{S1}] + [M_{S1R}(\theta)][i_R] \quad (3.17)$$

$$[\psi_{S2}] = [L_{S2S2}][i_{S2}] + [M_{S2R}(\theta)][i_R] \quad (3.18)$$

$$[\psi_R] = [L_{RR}][i_R] + [M_{RS1}(\theta)][i_{S1}] + [M_{RS2}(\theta)][i_{S2}] \quad (3.19)$$

Substituindo as equações (3.17) a (3.19) em (3.10) a (3.12), respetivamente, os vetores das tensões em cada estrela de estator e rotor podem ser rescritos obtendo-se as equações (3.20) a (3.22).

$$[U_{S1}] = [R_{S1}][i_{S1}] + \frac{d}{dt}([L_{S1S1}][i_{S1}] + [M_{S1R}(\theta)][i_R]) \quad (3.20)$$

$$[U_{S2}] = [R_{S2}][i_{S2}] + \frac{d}{dt}([L_{S2S2}][i_{S2}] + [M_{S2R}(\theta)][i_R]) \quad (3.21)$$

$$[U_R] = [R_R][i_R] + \frac{d}{dt}([L_{RR}][i_R] + [M_{RS1}(\theta)][i_{S1}] + [M_{RS2}(\theta)][i_{S2}]) \quad (3.22)$$

A equação matricial dos fluxos magnéticos, nas estelas 1 e 2 do estator e no rotor, será representada pela equação (3.23).

$$\begin{bmatrix} \psi_{S1} \\ \psi_{S2} \\ \psi_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{S1S1}] & [M_{S1S2}] & [M_{S1R}] \\ [M_{S2S1}] & [L_{S2S2}] & [M_{S2R}] \\ [M_{RS1}] & [M_{RS2}] & [L_{RR}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

As matrizes de coeficientes de indução são apresentadas nas equações (3.24) a (3.29), onde L_{S1} e L_{S2} representam os coeficientes de auto-indução dos enrolamentos das estelas 1 e 2 do estator, respetivamente, L_R , o coeficiente de auto-indução do rotor, L_{mS} , o valor máximo do coeficiente de indução mútua do estator, L_{mR} , o valor máximo do coeficiente de indução mútua do rotor e L_{SR} , o valor máximo do coeficiente de indução mútua entre o estator e o rotor.

$$[L_{S1S1}] = \begin{bmatrix} L_{S1} + L_{mS} & L_{mS} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mS} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mS} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_{S1} + L_{mS} & L_{mS} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mS} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mS} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_{S1} + L_{mS} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$[L_{S2S2}] = \begin{bmatrix} L_{S2} + L_{mS} & L_{mS} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mS} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mS} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_{S2} + L_{mS} & L_{mS} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mS} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mS} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_{S2} + L_{mS} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$[L_{RR}] = \begin{bmatrix} L_R + L_{mR} & L_{mR} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mR} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mR} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_R + L_{mR} & L_{mR} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mR} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mR} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_R + L_{mR} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$[M_{S1S2}] = \begin{bmatrix} L_{mS} \cos(\alpha) & L_{mS} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{mS} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mS} \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{mS} \cos(\alpha) & L_{mS} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mS} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{mS} \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{mS} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$[M_{S1R}] = \begin{bmatrix} L_{SR} \cos(\theta) & L_{SR} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{SR} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{SR} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{SR} \cos(\theta) & L_{SR} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{SR} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{SR} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{SR} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$[M_{S2,R}] = \begin{bmatrix} L_{SR} \cos(\theta - \alpha) & L_{SR} \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{SR} \cos\left(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{SR} \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{SR} \cos(\theta - \alpha) & L_{SR} \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{SR} \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{SR} \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{SR} \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

De acordo com as anteriores equações (3.24) a (3.29), pode expressar-se a matriz dos coeficientes de indução $L(\theta)$ em função da posição do rotor, através de (3.30).

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{S1S1} & M_{S1S2} & M_{S1R} \\ M_{S2S1} & L_{S2S2} & M_{S2R} \\ M_{RS1} & M_{RS2} & L_{RR} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Considerando a máquina simétrica e com os enrolamentos uniformemente distribuídos, tem-se que a matriz dos coeficientes de indução entre as estrela 1 e 2 é igual à transposta da matriz coeficientes entre as estrela 2 e 1; sendo que o mesmo acontece relativamente ao rotor,

como se expressa na equação (3.31), onde $L_{mS} = L_{mR} = L_{SR} = \frac{2}{3} L_m$.

$$\begin{cases} [M_{S_2S_1}] = [M_{S_1S_2}]^T \\ [M_{RS_1}] = [M_{S_1R}]^T \\ [M_{RS_2}] = [M_{S_2R}]^T \end{cases} \quad (3.31)$$

A equação da mecânica do movimento de rotação do rotor da máquina é dada por (3.32), onde T_e representa o binário eletromagnético, T_r o binário de carga, K_D o coeficiente de atrito viscoso e J o momento de inércia.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_r - K_D \omega \quad (3.32)$$

O binário eletromagnético obtém-se em função das variáveis do estator a partir da derivada parcial da co-energia magnética armazenada, representada por W , em relação ao ângulo de posição do rotor θ , pela equação (3.33):

$$T_e = \frac{\partial W}{\partial \theta} \quad (3.33)$$

Considerando a máquina não saturada e que o fluxo magnético é diretamente proporcional à corrente, a energia e a co-energia magnética assumem o mesmo valor. A energia magnética é expressa pela equação (3.34).

$$W = \frac{1}{2} \left([i_{S_1}]^T [\psi_{S_1}] + [i_{S_2}]^T [\psi_{S_2}] + [i_R]^T [\psi_R] \right) \quad (3.34)$$

Por (3.33), obtém-se a expressão do binário eletromagnético (3.35), onde p representa o número de pares de polos da máquina.

$$T_e = \frac{p}{2} \left([i_{S1}] \frac{d}{d\theta} [M_{S1R}] [i_R]^T + [i_{S2}] \frac{d}{d\theta} [M_{S2R}] [i_R]^T \right) \quad (3.35)$$

Tendo como base o circuito equivalente convencional da máquina trifásica, o circuito equivalente da máquina de indução hexafásica, de dupla estrela de estator, pode ser representado como se apresenta na Figura 3.3 (Lipo, 1980). A reactância mútua comum, X_{Lm} resulta do facto de os dois conjuntos de enrolamentos trifásicos do estator ocuparem as mesmas cavas no estator da máquina, sendo mutuamente acoplados pela componente do fluxo de dispersão. É importante referir que, embora se designe por circuito equivalente "por fase" este circuito equivalente refere-se a dois enrolamentos do estator, correspondendo cada um deles a uma das duas estrelas de estator. Onde X_m representa reactância mútua, X_{S1} e X_{S2} as reactâncias de cada enrolamento de estator e X'_R a reactância do rotor referida ao estator.

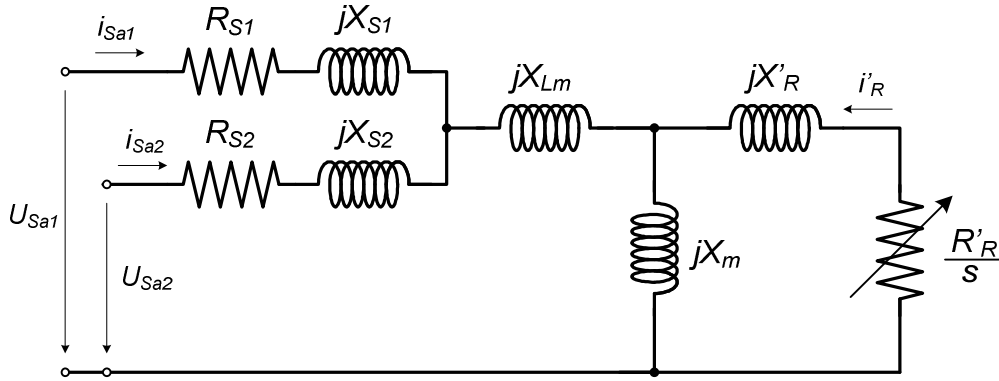


Figura 3.3 – Esquema equivalente da máquina de indução com dupla estrela de estator.

A partir das equações (3.20) e (3.21) as tensões de fase nas estrelas 1 e 2 do estator são expressas pela equação (3.36) e (3.37), respetivamente, onde $[.]_{I,xn}$ representa o elemento da linha I e coluna n na matriz.

$$\begin{cases} U_{Sa1} = \left(R_{Sa1} i_{Sa1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_{S1S1}]_{1,xn} + \frac{d}{dt} [M_{S1R}(\theta)]_{1,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{S1R}(\theta)]_{1,xn} \right) \\ U_{Sb1} = \left(R_{Sb1} i_{Sb1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_{S1S1}]_{2,xn} + \frac{d}{dt} [M_{S1R}(\theta)]_{2,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{S1R}(\theta)]_{2,xn} \right) \\ U_{Sc1} = \left(R_{Sc1} i_{Sc1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_{S1S1}]_{3,xn} + \frac{d}{dt} [M_{S1R}(\theta)]_{3,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{S1R}(\theta)]_{3,xn} \right) \end{cases} \quad (3.36)$$

$$\begin{cases} U_{Sa2} = \left(R_{Sa2} i_{Sa2} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_{S2S2}]_{1,xn} + \frac{d}{dt} [M_{S2R}(\theta)]_{1,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{S2R}(\theta)]_{1,xn} \right) \\ U_{Sb2} = \left(R_{Sb2} i_{Sb2} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_{S2S2}]_{2,xn} + \frac{d}{dt} [M_{S2R}(\theta)]_{2,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{S2R}(\theta)]_{2,xn} \right) \\ U_{Sc2} = \left(R_{Sc2} i_{Sc2} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_{S2S2}]_{3,xn} + \frac{d}{dt} [M_{S2R}(\theta)]_{3,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{S2R}(\theta)]_{3,xn} \right) \end{cases} \quad (3.37)$$

De igual forma para o rotor, as tensões aos terminais dos enrolamentos equivalentes que representam cada fase do rotor são expressas pela equação (3.38), onde $U_{R1} + U_{R2} + U_{R3} = 0$.

$$\begin{cases} U_{R1} = R_{R1} i_{R1} + \frac{d}{dt} [I_R] [L_{RR}]_{1,xn} + \frac{d}{dt} [M_{RS}(\theta)]_{1,xn} [I_S] + \frac{d}{dt} [I_S] [M_{RS}(\theta)]_{1,xn} \\ U_{R2} = R_{R2} i_{R2} + \frac{d}{dt} [I_R] [L_{RR}]_{2,xn} + \frac{d}{dt} [M_{RS}(\theta)]_{2,xn} [I_S] + \frac{d}{dt} [I_S] [M_{RS}(\theta)]_{2,xn} \\ U_{R3} = R_{R3} i_{R3} + \frac{d}{dt} [I_R] [L_{RR}]_{3,xn} + \frac{d}{dt} [M_{RS}(\theta)]_{3,xn} [I_S] + \frac{d}{dt} [I_S] [M_{RS}(\theta)]_{3,xn} \end{cases} \quad (3.38)$$

3.3.2 - Modelação da Máquina de Indução Hexafásica de Dupla Estrela em Coordenadas $dq0$

Admitindo, as hipóteses e aproximações anteriormente consideradas para a máquina, é possível efetuar um conjunto de transformações matemáticas por forma a desacoplar variáveis e assim obter uma simplificação do modelo, nomeadamente no que se refere à resolução das suas equações dinâmicas. Assim é habitual considerar um modelo matemático para a dinâmica da máquina representada num referencial genérico dq a girar com uma velocidade genérica ω_{dq} . Com o objetivo de dotar o acionamento eletromecânico com um sistema de deteção e diagnóstico de falhas, proposto no capítulo 4, é apresentado de seguida um modelo simplificado, em coordenadas dq , para máquina de indução hexafásica de duplo estator.

A modelação da máquina de indução hexafásica em duplo $dq0$ ($d_1q_10_1$ e $d_2q_20_2$) consiste na transformação de cada um dos dois sistemas trifásicos estáticos, num sistema bifásico e vice-versa, com a criação de um campo eletromagnético com rotação de forças magnetomotrizes iguais, como se apresenta na Figura 3.4 (Sadouni, 2012). Para essa

transformação de coordenadas é aplicada a transformação de *Park* a cada um dos conjuntos trifásicos, que representam cada uma das estrelas de estator. No rotor a transformação, para potência invariante, é aplicada diretamente. Desta forma, a transformação de cada conjunto trifásico do estator resulta em dois subespaços $d_1q_10_1$ e $d_2q_20_2$ acoplados entre si.

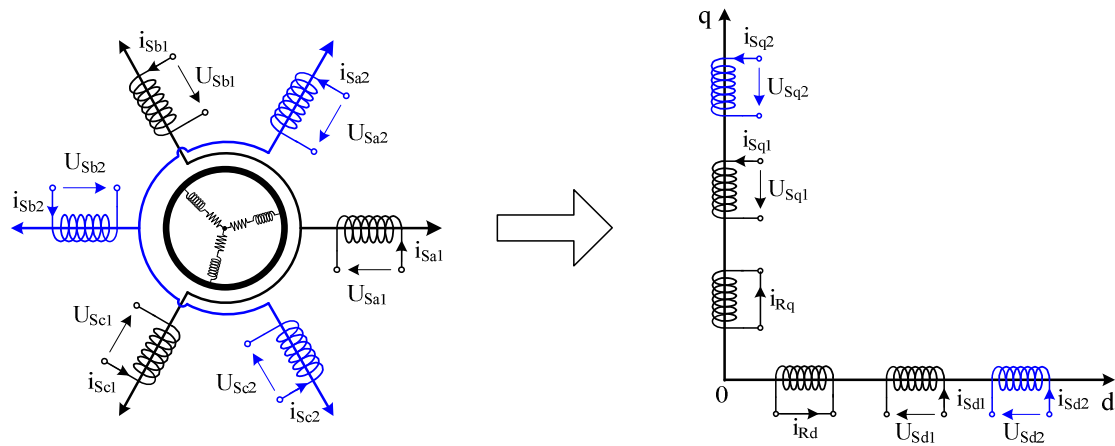


Figura 3.4 - Distribuição espacial dos enrolamentos na máquina de indução hexafásica de $\alpha = 60^\circ$ e sua representação no plano $dq0$.

A Figura 3.5 apresenta o novo referencial de coordenadas $dq0$ e a sua posição relativamente às estrelas 1 e 2 do estator, após a aplicação da transformação de *Park*.

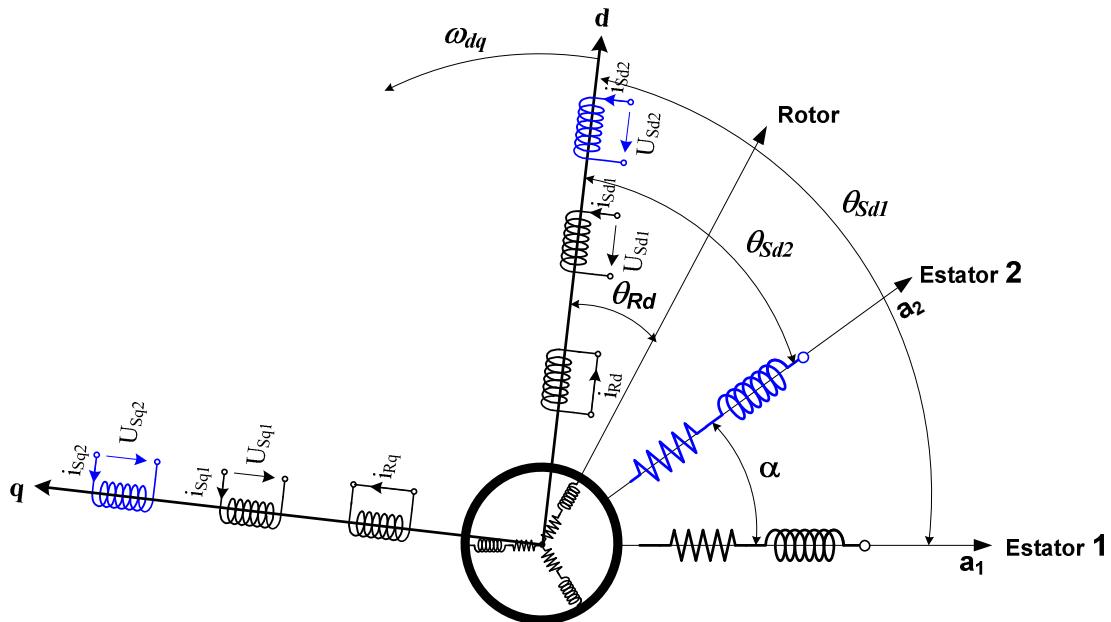


Figura 3.5 – Representação dos subespaços $d_1q_10_1$ e $d_2q_20_2$ no plano $dq0$. De acordo com a Figura 3.5, as velocidades de rotação dos referenciais e do campo são

expressas pela equação (3.39) e (3.40), onde θ_{sd1} , θ_{sd2} e θ_{rd} representam a posição do eixo “d” em relação à fase “a₁” e “a₂” da estrela 1 e 2 e do rotor, respetivamente.

$$\frac{d\theta_{sd1}}{dt} = \frac{d\theta_{sd2}}{dt} = \omega_s \quad (3.39)$$

$$\frac{d\theta_{rd}}{dt} = \omega_s - \omega_m \quad (3.40)$$

A transformação de variáveis abc para $dq0$ é realizada pela aplicação da matriz de transformação $[P(\theta)_s]$, sendo que para a transformação de $dq0$ para abc é usada a matriz de transformação inversa, tal como se apresenta em (3.41).

$$\begin{cases} [X_{dq0}] = [P(\theta)_s] [X_{abc}] \\ [X_{abc}] = [P(\theta)_s]^{-1} [X_{dq0}] \end{cases} \quad (3.41)$$

A matriz de transformação para a estrela 1 do estator, $[P(\theta)_{s1}]$, é dada pela equação (3.42).

$$[P(\theta)_{s1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Esta matriz de transformação é ortogonal e, considerando a transformação com potência invariante, a matriz inversa de transformação é igual à sua transposta $[P(\theta)_{s1}]^{-1} = [P(\theta)_{s1}]^T$.

A Figura 3.6 ilustra o diagrama de vetores, da transformação de coordenadas aplicada à estrela 1 do estator, resultado da aplicação da matriz de transformação $[P(\theta)_{s1}]$.

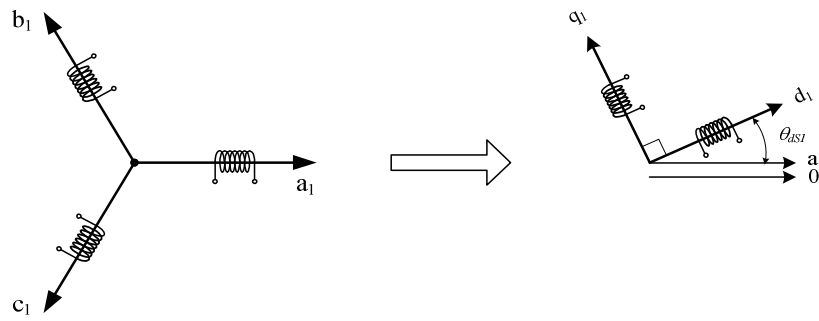


Figura 3.6 – Representação vetorial da transformação de Park na estrela 1: $a_1b_1c_1$ para $d_1q_1O_1$.

A matriz de transformação para a estrela 2 do estator, $[P(\theta)_{S2}]$, considerando um desfasamento α entre as duas estrelas, é expressa pela equação (3.43), com $[P(\theta)_{S2}]^{-1} = [P(\theta)_{S2}]^T$.

$$[P(\theta)_{S2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

A Figura 3.7 ilustra geometricamente a transformação de coordenadas por aplicação da matriz de transformação da equação (3.43). Na figura ilustra-se os passos referentes às transformações efetuadas para aplicação da matriz de transformação $[P(\theta)_{S2}]$ as correntes de fase da estrela 2 do estator. Primeiro, a aplicação de matriz de Park transforma o sistema trifásico num bifásico alinhado com a fase “ a_2 “, seguida de uma rotação do sistema bifásico de α , para o alinhar com a fase “ a_1 “ de estator.

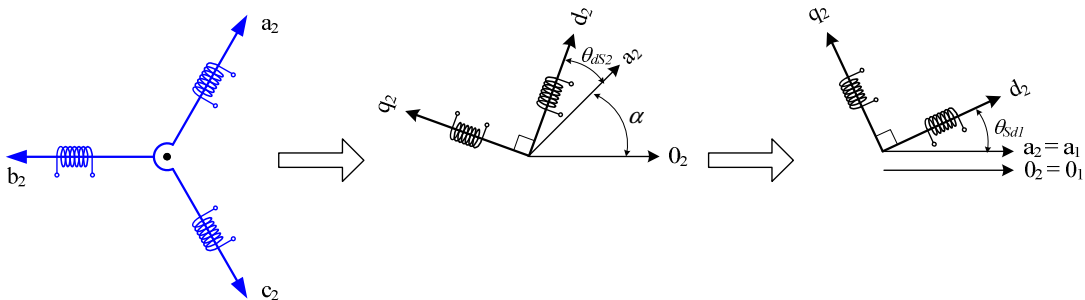


Figura 3.7 – Representação vetorial da transformação de Park na estrela 2: $a_2b_2c_2$ para $d_2q_2O_2$.

No caso do rotor a matriz de transformação $[P(\theta)_R]$, é expressa pela equação (3.44) com $[P(\theta)_R]^{-1} = [P(\theta)_R]^T$.

$$[P(\theta)_R] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_R) & \cos(\theta - \theta_R - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_R + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_R) & -\sin(\theta - \theta_R - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_R + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

As matrizes das tensões, correntes e fluxos de estator, resultado da aplicação das matrizes de transformação são expressas por (3.45), onde i indica o estator 1 e 2 respetivamente:

$$\begin{cases} [U_{Si_dq0}] = [P(\theta)_{Si}] [U_{Si}] \\ [I_{Si_dq0}] = [P(\theta)_{Si}] [I_{Si}] \\ [U_{R_dq0}] = [P(\theta)_R] [U_R] \end{cases} \quad (3.45)$$

As equações matriciais das tensões da estrela 1 e 2 do estator no referencial $dq0$ são expressas por (3.46).

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_{Sd1} \\ U_{Sq1} \\ U_{S01} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd1} \\ i_{Sq1} \\ i_{S01} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{Sd1} \\ \psi_{Sq1} \\ \psi_{S01} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{Sd1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{Sd1} \\ \psi_{Sq1} \\ \psi_{S01} \end{bmatrix} \\ \\ \begin{bmatrix} U_{Sd2} \\ U_{Sq2} \\ U_{S02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd2} \\ i_{Sq2} \\ i_{S02} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{Sd2} \\ \psi_{Sq2} \\ \psi_{S02} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{Sd2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{Sd2} \\ \psi_{Sq2} \\ \psi_{S02} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.46)$$

Aplicando para o rotor o mesmo procedimento que foi aplicado ao estator as matrizes das tensões, correntes e fluxos rotóricos em $dq0$, são expressas por (3.47).

$$\begin{cases} [U_{R_dq0}] = [P(\theta)_R][U_R] \\ [I_{R_dq0}] = [P(\theta)_R][I_R] \\ [\psi_{R_dq0}] = [P(\theta)_R][\psi_R] \end{cases} \quad (3.47)$$

Da mesma forma a equação matricial das tensões do rotor, no referencial $dq0$, vem dada por (3.48).

$$\begin{bmatrix} U_{Rd} \\ U_{Rq} \\ U_{R0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{R1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{R1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{R1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Rd} \\ i_{Rq} \\ i_{R0} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{Rd} \\ \psi_{Rq} \\ \psi_{R0} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{Rd}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{Rd} \\ \psi_{Rq} \\ \psi_{R0} \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

A potência instantânea absorvida, P_a , pela máquina de indução dupla estrela de estator é dada pela equação (3.49).

$$P_a = [U_S]^T [I_S] = [U_{S1}]^T [I_{S1}] + [U_{S2}]^T [I_{S2}] \quad (3.49)$$

$$P_a = U_{Sa1} i_{Sa1} + U_{Sb1} i_{Sb1} + U_{Sc1} i_{Sc1} + U_{Sa2} i_{Sa2} + U_{Sb2} i_{Sb2} + U_{Sc2} i_{Sc2}$$

A potência instantânea absorvida pela máquina de indução de dupla estrela de estator, no referencial $dq0$, é dada pela equação (3.50), considerando desprezáveis as componentes homopolares.

$$P_a = U_{Sd1} i_{Sd1} + U_{Sq1} i_{Sq1} + U_{Sd2} i_{Sd2} + U_{Sq2} i_{Sq2} \quad (3.50)$$

Por substituição das respetivas tensões e correntes, em coordenadas $dq0$, na equação (3.49), obtém-se a expressão da potência instantânea absorvida (3.51), que se apresenta reescrita em (3.52) por associação dos seus termos.

$$\begin{aligned}
 P_a = & \frac{3}{2} \left[\left(R_{S1} i_{Sd1} + \frac{d}{dt} \psi_{Sd1} - \omega_S \psi_{Sq1} \right) i_{Sd1} + \left(R_{S2} i_{Sd2} + \frac{d}{dt} \psi_{Sd2} - \omega_S \psi_{Sq2} \right) i_{Sd2} \right] \\
 & + \frac{3}{2} \left[\left(R_{S1} i_{Sq1} + \frac{d}{dt} \psi_{Sq1} - \omega_S \psi_{Sd1} \right) i_{Sq1} + \left(R_{S2} i_{Sq2} + \frac{d}{dt} \psi_{Sq2} - \omega_S \psi_{Sd2} \right) i_{Sq2} \right]
 \end{aligned} \quad (3.51)$$

$$\begin{aligned}
 P_a = & \frac{3}{2} \underbrace{\left[R_{S1} (i_{Sq1})^2 + R_{S2} (i_{Sd2})^2 + R_{S1} (i_{Sq1})^2 + R_{S2} (i_{Sq2})^2 \right]}_I + \\
 & + \frac{3}{2} \underbrace{\left[\omega_S (\psi_{Sd1} i_{Sd1} + \psi_{Sd2} i_{Sd2} - \psi_{Sq1} i_{Sq1} - \psi_{Sq2} i_{Sq2}) \right]}_{II} + \\
 & + \frac{3}{2} \underbrace{\left[\frac{d}{dt} \psi_{Sd1} i_{Sd1} + \frac{d}{dt} \psi_{Sd2} i_{Sd2} + \frac{d}{dt} \psi_{Sq1} i_{Sq1} + \frac{d}{dt} \psi_{Sq2} i_{Sq2} \right]}_{III}
 \end{aligned} \quad (3.52)$$

A potência instantânea absorvida pela máquina é assim composta por três componentes:

- Termo I: Representa as perdas por efeito de *Joule*;
- Termo II: Corresponde à energia eletromagnética armazenada;
- Termo III: Representa a energia elétrica transformada em energia mecânica (as perdas no ferro são considerados desprezáveis).

A potência eletromagnética pode ser expressa em função do binário desenvolvido, onde ω representa a velocidade de rotação do rotor, T_e o binário eletromagnético desenvolvido pela máquina, (3.53).

$$P_e = T_e \omega_m \quad (3.53)$$

A partir da expressão da potência instantânea absorvida (3.52), e considerando apenas o segundo termo que representa a potência eletromagnética, esta potência eletromagnética é expressa por (3.54). Substituindo a potência eletromagnética na equação (3.53) obtém-se a expressão do binário eletromagnético, por (3.55) sendo p o número de pares de polos da máquina.

$$P_e = \frac{3}{2} \omega_s (\psi_{sd1} i_{sd1} + \psi_{sd2} i_{sd2} - \psi_{sq1} i_{sq1} - \psi_{sq2} i_{sq2}) \quad (3.54)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\omega} (\psi_{sd1} i_{sd1} + \psi_{sd2} i_{sd2} - \psi_{sq1} i_{sq1} - \psi_{sq2} i_{sq2}) \\ &= \frac{3}{2} p (\psi_{sd1} i_{sd1} + \psi_{sd2} i_{sd2} - \psi_{sq1} i_{sq1} - \psi_{sq2} i_{sq2}) \end{aligned} \quad (3.55)$$

Na Figura 3.8 apresenta-se o circuito equivalente da máquina de indução hexafásica, na sua representação em duplo $dq0$, (Singh, 2002) (Lipo, 1985), onde se considera a ligação entre as duas estrelas do estator.

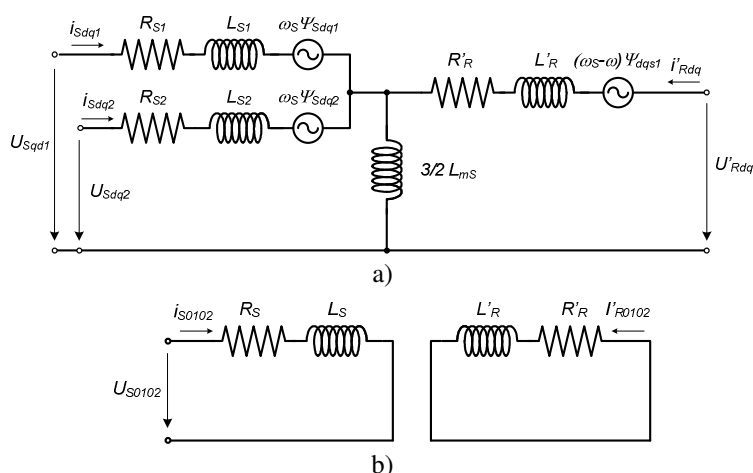


Figura 3.8 – Esquema equivalente em duplo $dq0$: a) Circuitos em dq_1 e dq_2 , b) Circuitos de sequência zero 0_1 e 0_2 .

3.4 - Modelação da Máquina de Indução Hexafásica de Dupla Estrela com Falha

Com o objetivo de obter um modelo matemático que descreva o comportamento dinâmico da máquina de indução hexafásica permitindo a simulação computacional do seu funcionamento em presença de falhas nos enrolamentos de estator ou no rotor, apresenta-se de seguida, a modelação proposta para falhas de enrolamento de estator e falhas de rotor. A partir desta modelação de falha é proposto um modelo dinâmico para a máquina de indução hexafásica com falha.

3.4.1 - Modelação de Falha de Enrolamento de Estator da Máquina Indução Hexafásica

As falhas nos enrolamentos das fases do estator são caracterizadas pela existência de curto-circuito entre espiras ou por circuito aberto (quebra no condutor ou na ligação do enrolamento), tal como se ilustra na Figura 3.9.

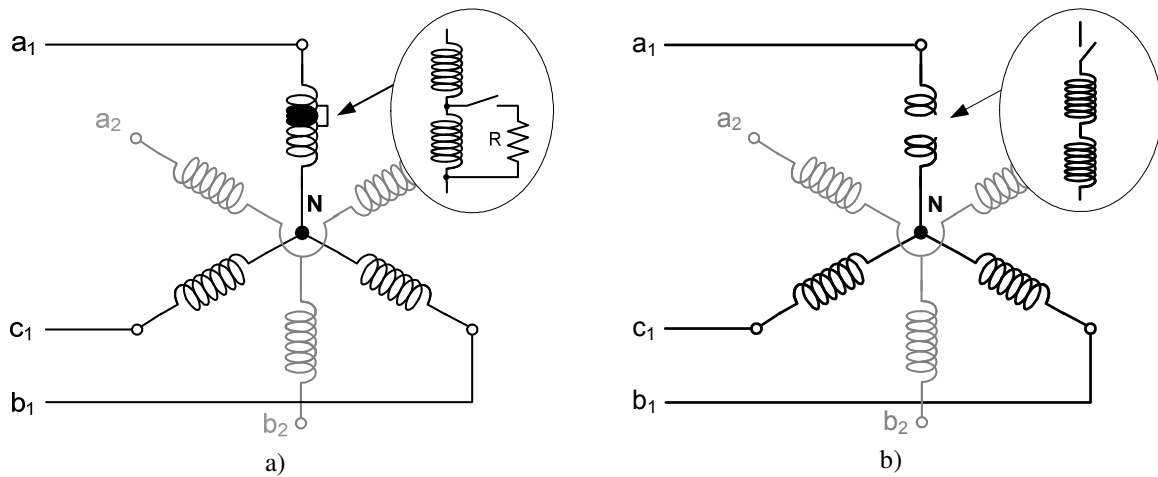


Figura 3.9 - Falha nos enrolamentos de estator: a) Curto-circuito entre espiras, b) Circuito aberto.

Para modelar a falha no enrolamento de estator adota-se um coeficiente de falha, g_{Si} , que representa a razão entre o número de espiras em curto-circuito, N_{CC} , e o número de espiras total do enrolamento N_S (Chen, 2009) (Tallam, 2002).

Este coeficiente é expresso pela relação (3.56) e pode assumir os seguintes valores:

- $g_{Si} = 0 \rightarrow$ Curto-circuito em todos enrolamentos (por fase);
- $0 < g_{Si} < 1 \rightarrow$ Curto-circuito parcial no enrolamento;
- $g_{Si} = 1 \rightarrow$ Enrolamento sem falha.

$$g_{Si} = 1 - \frac{N_{CC}}{N_{Si}} \quad (3.56)$$

Na Figura 3.10 está representado o esquema elétrico de um enrolamento de uma fase de estator e forma como, experimentalmente no protótipo desenvolvido se pode impor uma falha do tipo curto-circuito entre espiras. Em termos de modelação corresponde a uma redução do número de espiras do respetivo enrolamento, representado pelo coeficiente de falha g_{Si} , redução essa que se reflete em alterações na resistência e nos coeficientes de indução.

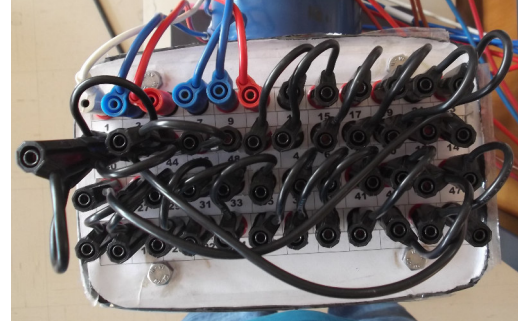
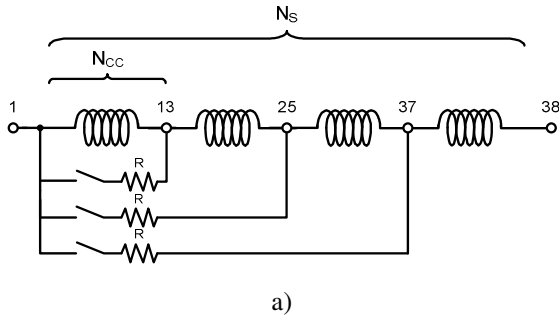


Figura 3.10 – a) Esquema ligações do enrolamento da fase “ a_i ” para simular o curto-circuito de espiras, b) Fotografia da máquina.

A matriz das resistências do estator vem assim corrigida pelo respetivo coeficiente de falha de curto-circuito entre espiras do enrolamento, sendo expressa por (3.57).

$$[R_S] = \begin{bmatrix} g_{Sa1} R_{Sa1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_{Sb1} R_{Sb1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_{Sc1} R_{Sc1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_{Sa2} R_{Sa2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_{Sb2} R_{Sb2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_{Sc2} R_{Sc2} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

As matrizes dos coeficientes de auto-indução e indução mútua, afetadas do respetivo coeficiente de falha de curto-circuito entre espiras do enrolamento, são dadas respetivamente por (3.58) e (3.59).

$$[M_{SR}(\theta)] = \begin{bmatrix} g_{Sa1} M_{Sa1R1} & g_{Sa1} M_{Sa1R2} & g_{Sa1} M_{Sa1R3} \\ g_{Sb1} M_{Sb1R1} & g_{Sb1} M_{Sb1R2} & g_{Sb1} M_{Sb1R3} \\ g_{Sc1} M_{Sc1R1} & g_{Sc1} M_{Sc1R2} & g_{Sc1} M_{Sc1R3} \\ g_{Sa2} M_{Sa2R1} & g_{Sa2} M_{Sa2R2} & g_{Sa2} M_{Sa2R3} \\ g_{Sb2} M_{Sb2R1} & g_{Sb2} M_{Sb2R2} & g_{Sb2} M_{Sb2R3} \\ g_{Sc2} M_{Sc2R1} & g_{Sc2} M_{Sc2R2} & g_{Sc2} M_{Sc2R3} \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$\begin{aligned}
 [L_G] = & \left[\begin{array}{ccc}
 g_{Sa1} g_{Sa1} (L_{SS} + M_{Sa1Sa1}) & g_{Sb1} g_{Sa1} M_{Sa1Sb1} & g_{Sc1} g_{Sa1} M_{Sa1Sc1} \\
 g_{Sa1} g_{Sb1} M_{Sb1Sa1} & g_{Sb1} g_{Sb1} (L_{SS} + M_{Sb1Sb1}) & g_{Sc1} g_{Sb1} M_{Sb1Sc1} \\
 g_{Sa1} g_{Sc1} M_{Sc1Sa1} & g_{Sb1} g_{Sc1} M_{Sc1Sb1} & g_{Sc1} g_{Sc1} (L_{SS} + M_{Sc1Sc1}) \\
 g_{Sa1} g_{Sa2} M_{Sa2Sa1} & g_{Sb1} g_{Sa2} M_{Sa2Sb1} & g_{Sc1} g_{Sa2} M_{Sa2Sc1} \\
 g_{Sa1} g_{Sb2} M_{Sb2Sa1} & g_{Sb1} g_{Sb2} M_{Sb2Sb2} & g_{Sc1} g_{Sb2} M_{Sb2Sc1} \\
 g_{Sa1} g_{Sc2} M_{Sc2Sa1} & g_{Sb1} g_{Sc2} M_{Sc2Sb1} & g_{Sc1} g_{Sc2} M_{Sc1Sc1} \\
 \\
 g_{Sa2} g_{Sa1} M_{Sa1Sa2} & g_{Sb2} g_{Sa1} M_{Sa1Sb2} & g_{Sc2} g_{Sa1} M_{Sa1Sc2} \\
 g_{Sa2} g_{Sb1} M_{Sb1Sa2} & g_{Sb2} g_{Sb1} M_{Sb1Sb2} & g_{Sc2} g_{Sb1} M_{Sb1Sc2} \\
 g_{Sa2} g_{Sc1} M_{Sc1Sa2} & g_{Sb2} g_{Sc1} M_{Sc1Sb2} & g_{Sc2} g_{Sc1} M_{Sc1Sc2} \\
 \dots & g_{Sa2} g_{Sa2} (L_{SS} + M_{Sa2Sa2}) & g_{Sb2} g_{Sa2} M_{Sa2Sb2} & g_{Sc2} g_{Sa2} M_{Sa2Sc2} \\
 g_{Sa2} g_{Sb2} M_{Sb2Sa2} & g_{Sb2} g_{Sb2} (L_{SS} + M_{Sb2Sb2}) & g_{Sc2} g_{Sb2} M_{Sb2Sc2} \\
 g_{Sa2} g_{Sc2} M_{Sc2Sa2} & g_{Sb2} g_{Sc2} M_{Sc2Sb2} & g_{Sc2} g_{Sc2} (L_{SS} + M_{Sc2Sc2})
 \end{array} \right]
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

3.4.2 - Modelação de Falha no Rotor da Máquina Indução Hexafásica

Para modelar a falha nas barras do rotor adota-se da mesma forma um coeficiente de falha de rotor, g_{Ri} , que representa uma percentagem da resistência dos enrolamentos equivalentes que representam as barras do rotor com falha (Chen, 2009) (Tallam, 2002). Este coeficiente assume os valores:

- $g_{Ri} = 1 \rightarrow$ Rotor sem falha;
- $g_{Ri} > 1 \rightarrow$ Rotor com falha.

Tal como no caso do estator, a matriz das resistências do rotor corrigida pelo respetivo coeficiente, passa a ser expressa por (3.60).

$$[R_R] = \begin{bmatrix} g_{R1} R_{R1} & 0 & 0 \\ 0 & g_{R2} R_{R2} & 0 \\ 0 & 0 & g_{R3} R_{R3} \end{bmatrix} \tag{3.60}$$

Estas matrizes das resistências e dos coeficientes de indução, afetadas dos respetivos coeficientes de falha, (3.57) a (3.60), serão assim consideradas no desenvolvimento de um modelo da máquina que permita simular falhas de curto-circuito nos enrolamentos do estator e falhas de rotor.

3.4.3 - Modelo da Máquina de Indução Hexafásica com Falha

Quando não existe falha, a máquina comporta-se como uma carga equilibrada em que a tensão em cada enrolamento coincide com a tensão da fase de alimentação, para cada uma das estrelas de estator da máquina hexafásica. Na situação de falha num dos enrolamentos do estator, apresentada na ponto anterior, o valor da impedância desse enrolamento alterar-se relativamente aos outros tornando a carga desequilibrada, que resulta em diferentes correntes nos vários enrolamentos, o que corresponde a um deslocamento do ponto de neutro de forma a garantir que a soma das correntes permaneça nula, visto o condutor neutro não estar acessível, como se representa na Figura 3.11. Deste modo as tensões em cada enrolamento irão diferir entre si.

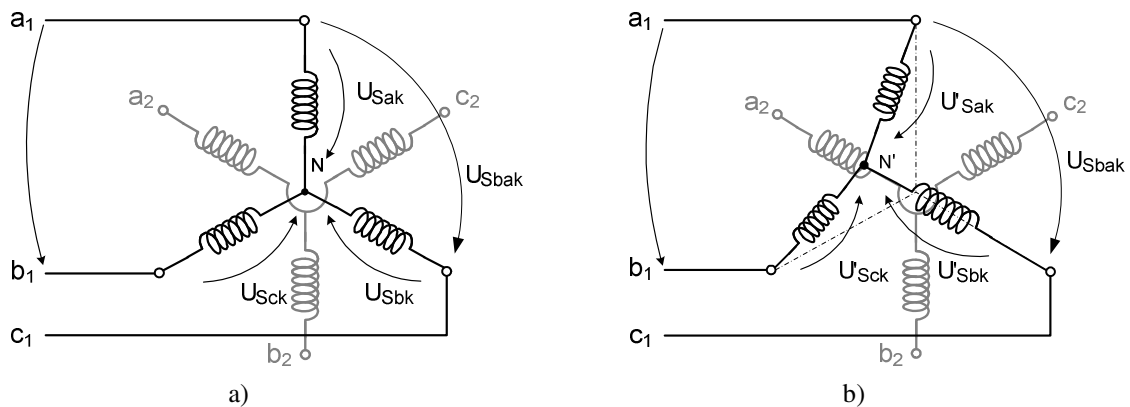


Figura 3.11 - Distribuição das tensões nos enrolamentos na máquina de indução hexafásica:
a) Sistema equilibrado, sem falha, b) Sistema desequilibrado, com falha de estator.

Considerando a máquina sem falha de estator alimentada a partir de uma fonte de tensão simétrica e equilibrada, a soma dos fasores de tensão de cada um dos enrolamentos, U_{Sij} , no ponto de neutro respetivo é nula, tal como se representa na Figura 3.11 a) e se apresenta em (3.61). As correspondentes correntes de neutro em cada uma das estrelas são também nulas (3.62).

$$\begin{cases} U_{Sa1} = U_{Sb1} = U_{Sc1} \\ U_{Sa2} = U_{Sb2} = U_{Sc2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \bar{U}_{Sa1} + \bar{U}_{Sb1} + \bar{U}_{Sc1} = 0 \\ \bar{U}_{Sa2} + \bar{U}_{Sb2} + \bar{U}_{Sc2} = 0 \end{cases} \quad (3.61)$$

$$\begin{cases} i_{Sa1} + i_{Sb1} + i_{Sc1} = 0 \\ i_{Sa2} + i_{Sb2} + i_{Sc2} = 0 \end{cases} \quad (3.62)$$

Quando ocorre uma falha de estator, as tensões em cada enrolamento de fase vão ajustar-se de forma a garantir que a sua soma no ponto de neutro seja nula, em consequência da alteração do valor da impedância do enrolamento com falha. Estas alterações têm como resultado um valor de tensão diferente em cada enrolamento, U'_{Sij} , que se pode representar como um deslocamento do ponto de neutro relativamente à situação de máquina sem falha, como mostra a Figura 3.11 b).

$$U'_{Sa1} \neq U'_{Sb1} \neq U'_{Sc1} \Rightarrow \bar{U}'_{Sa1} + \bar{U}'_{Sb1} + \bar{U}'_{Sc1} = 0 \quad (3.63)$$

A não existência de condutor de neutro obriga a que a soma das correntes de fase no ponto de neutro seja nula para ambas as condições, com ou sem falha. O mesmo é verdade para a soma das derivadas das correntes de fase do estator em ordem ao tempo (3.64).

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(i_{Sa1}) + \frac{d}{dt}(i_{Sb1}) + \frac{d}{dt}(i_{Sc1}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(i_{Sa2}) + \frac{d}{dt}(i_{Sb2}) + \frac{d}{dt}(i_{Sc2}) = 0 \end{cases} \quad (3.64)$$

Considerando as equações (3.36) e (3.37) referentes às tensões em cada enrolamento da estrela 1 e 2 do estator, as mesmas são agrupadas na equação (3.65), onde $[.]_{ln}$ representa o elemento da linha l e coluna n na matriz:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{Sa1} = \left(R_{Sa1} \cdot i_{Sa1} + \frac{d}{dt} [I_S] \cdot [L_S]_{1,xn} + \frac{d}{dt} [M_{SR}(\theta)]_{1,xn} \cdot [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] \cdot [M_{SR}(\theta)]_{1,xn} \right) \\ \vdots \\ U_{Sc2} = \left(R_{Sc2} \cdot i_{Sc2} + \frac{d}{dt} [I_S] \cdot [L_S]_{3,xn} + \frac{d}{dt} [M_{SR}(\theta)]_{3,xn} \cdot [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] \cdot [M_{SR}(\theta)]_{3,xn} \right) \end{array} \right. \quad (3.65)$$

Utilizando as tensões dos enrolamentos da estrela 1 do estator, dadas pela equação (3.65), para obter as tensões compostas entre os enrolamentos estatóricas da estrela 1, obtém-se a equação (3.66) e que se apresenta reescrita em (3.67).

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{Sa1b1} = U_{Sa1} - U_{Sb1} \\ = \left(R_{Sa1} i_{Sa1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_S]_{1,xn} + \frac{d}{dt} [M_{SR}(\theta)]_{1,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{SR}(\theta)]_{1,xn} \right) - \\ - \left(R_{Sb1} i_{Sb1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_S]_{2,xn} + \frac{d}{dt} [M_{SR}(\theta)]_{2,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{SR}(\theta)]_{2,xn} \right) \\ \\ U_{Sb1c1} = U_{Sb1} - U_{Sc1} \\ = \left(R_{Sb1} i_{Sb1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_S]_{2,xn} + \frac{d}{dt} [M_{SR}(\theta)]_{2,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{SR}(\theta)]_{2,xn} \right) - \\ - \left(R_{Sc1} i_{Sc1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_S]_{3,xn} + \frac{d}{dt} [M_{SR}(\theta)]_{3,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{SR}(\theta)]_{3,xn} \right) \\ \\ U_{Sc1a1} = U_{Sc1} - U_{Sa1} \\ = \left(R_{Sc1} i_{Sc1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_S]_{3,xn} + \frac{d}{dt} [M_{SR}(\theta)]_{3,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{SR}(\theta)]_{3,xn} \right) - \\ - \left(R_{Sa1} i_{Sa1} + \frac{d}{dt} [I_S] [L_S]_{1,xn} + \frac{d}{dt} [M_{SR}(\theta)]_{1,xn} [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] [M_{SR}(\theta)]_{1,xn} \right) \end{array} \right. \quad (3.66)$$

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{d}{dt} [I_S] ([L_S]_{1,xn} - [L_S]_{2,xn}) &= U_{Sa1b1} - R_{Sa1} i_{Sa1} + R_{Sb1} i_{Sb1} + \\
 &+ \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{2,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{1,xn}) [I_R] + \\
 &+ \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{2,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{1,xn}) \\
 &\qquad\qquad\qquad \underbrace{\hspace{10em}}_{Ct_{Sab1}} \\
 \frac{d}{dt} [I_S] ([L_S]_{2,xn} - [L_S]_{3,xn}) &= U_{Sb1c1} - R_{Sb1} i_{Sb1} + R_{Sc1} i_{Sc1} + \\
 &+ \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{3,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{2,xn}) [I_R] + \\
 &+ \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{3,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{2,xn}) \\
 &\qquad\qquad\qquad \underbrace{\hspace{10em}}_{Ct_{Sbc1}} \\
 \frac{d}{dt} [I_S] ([L_S]_{3,xn} - [L_S]_{1,xn}) &= U_{Sc1a1} - R_{Sc1} i_{Sc1} + R_{Sa1} i_{Sa1} + \\
 &+ \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{1,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{3,xn}) [I_R] + \\
 &+ \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{1,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{3,xn}) \\
 &\qquad\qquad\qquad \underbrace{\hspace{10em}}_{Ct_{Sca1}}
 \end{aligned} \right. \quad (3.67)$$

Introduzindo o termo Ct_{Sji} , por razões de simplicidade de escrita, na equação (3.67) obtém-se equação (3.68) para a estrela 1 do estator.

$$\left\{ \begin{aligned}
 Ct_{Sab1} &= U_{Sa1b1} - R_{Sa1} i_{Sa1} + R_{Sb1} i_{Sb1} + \\
 &+ \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{2,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{1,xn}) [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{2,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{1,xn}) \\
 Ct_{Sbc1} &= U_{Sb1c1} - R_{Sb1} i_{Sb1} + R_{Sc1} i_{Sc1} + \\
 &+ \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{3,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{2,xn}) [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{3,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{2,xn}) \\
 Ct_{Sca1} &= U_{Sc1a1} - R_{Sc1} i_{Sc1} + R_{Sa1} i_{Sa1} + \\
 &+ \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{1,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{3,xn}) [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{1,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{3,xn})
 \end{aligned} \right. \quad (3.68)$$

Da mesma forma para a estrela 2 do estator, obtém-se a equação (3.69).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 Ct_{Sab2} = U_{Sa2b2} - R_{Sa2} i_{Sa2} + R_{Sb2} i_{Sb2} + \\
 + \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{2,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{1,xn}) [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{2,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{1,xn}) \\
 \\
 Ct_{Sbc2} = U_{Sb2c2} - R_{Sb2} i_{Sb2} + R_{Sc2} i_{Sc2} + \\
 + \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{3,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{2,xn}) [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{3,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{2,xn}) \\
 \\
 Ct_{Sca2} = U_{Sc2a2} - R_{Sc2} i_{Sc2} + R_{Sa2} i_{Sa2} + \\
 + \frac{d}{dt} ([M_{SR}(\theta)]_{1,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{3,xn}) [I_R] + \frac{d}{dt} [I_R] ([M_{SR}(\theta)]_{1,xn} - [M_{SR}(\theta)]_{3,xn})
 \end{array} \right. \quad (3.69)$$

Considerando a máquina com rotor em gaiola de esquilo, representado por três enrolamentos, as respetivas tensões no rotor são também nulas, $\bar{U}_{R1} + \bar{U}_{R2} + \bar{U}_{R3} = 0$. Considerando a equação (3.38) das tensões aos terminais dos enrolamentos equivalentes do rotor, obtém-se a equação (3.70), onde $[.]_{l,xn}$ representa o elemento da linha l e coluna n na matriz respetiva.

$$\left\{ \begin{array}{l}
 U_{R1} = R_{R1} i_{R1} + \frac{d}{dt} [I_R] [L_R]_{1,xn} + \frac{d}{dt} [M_{RS}(\theta)]_{1,xn} [I_S] + \frac{d}{dt} [I_S] [M_{RS}(\theta)]_{1,xn} \\
 \\
 U_{R2} = R_{R2} i_{R2} + \frac{d}{dt} [I_R] [L_R]_{2,xn} + \frac{d}{dt} [M_{RS}(\theta)]_{2,xn} [I_S] + \frac{d}{dt} [I_S] [M_{RS}(\theta)]_{2,xn} \\
 \\
 U_{R3} = R_{R3} i_{R3} + \frac{d}{dt} [I_R] [L_R]_{3,xn} + \frac{d}{dt} [M_{RS}(\theta)]_{3,xn} [I_S] + \frac{d}{dt} [I_S] [M_{RS}(\theta)]_{3,xn}
 \end{array} \right. \quad (3.70)$$

Resolvendo a equação (3.70) em ordem à derivada das correntes de rotor, obtém-se a equação (3.71).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt}[I_R][L_R]_{1,xn} = U_{R1} - R_{R1} i_{R1} + \underbrace{\frac{d}{dt}[M_{RS}(\theta)]_{1,xn} [I_S] + \frac{d}{dt}[I_S][M_{RS}(\theta)]_{1,xn}}_{Ct_{R1}} \\
 \frac{d}{dt}[I_R][L_R]_{2,xn} = U_{R2} - R_{R2} i_{R2} + \underbrace{\frac{d}{dt}[M_{RS}(\theta)]_{2,xn} [I_S] + \frac{d}{dt}[I_S][M_{RS}(\theta)]_{2,xn}}_{Ct_{R2}} \\
 \frac{d}{dt}[I_R][L_R]_{3,xn} = U_{R3} - R_{R3} i_{R3} + \underbrace{\frac{d}{dt}[M_{RS}(\theta)]_{3,xn} [I_S] + \frac{d}{dt}[I_S][M_{RS}(\theta)]_{3,xn}}_{Ct_{R3}}
 \end{array} \right. \quad (3.71)$$

Da mesma forma, a simplificação das expressões matemáticas do modelo usada para o estator, foi também criado um termo Ct_{Ri} para o rotor, obtendo-se a equação (3. 72).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 Ct_{R1} = U_{R1} - R_{R1} i_{R1} + \frac{d}{dt}[M_{RS}(\theta)]_{1,xn} [I_S] + \frac{d}{dt}[I_S][M_{RS}(\theta)]_{1,xn} \\
 Ct_{R2} = U_{R2} - R_{R2} i_{R2} + \frac{d}{dt}[M_{RS}(\theta)]_{2,xn} [I_S] + \frac{d}{dt}[I_S][M_{RS}(\theta)]_{2,xn} \\
 Ct_{R3} = U_{R3} - R_{R3} i_{R3} + \frac{d}{dt}[M_{RS}(\theta)]_{3,xn} [I_S] + \frac{d}{dt}[I_S][M_{RS}(\theta)]_{3,xn}
 \end{array} \right. \quad (3.72)$$

De forma a reduzir a complexidade do modelo matemático da máquina e os recursos computacionais nas simulações numéricas apenas são usadas duas equações para cada estrela de estator e para rotor, calculando diretamente apenas duas correntes sendo a terceira obtida pela aplicação da lei dos nós. Assim o vetor dos termos auxiliares, é expresso pela equação (3.73), que apenas faz uso de dois termos auxiliares de cada estrela do estator e dois do rotor.

$$Ct = [Ct_{Sab1} \quad Ct_{Sbc1} \quad Ct_{Sab2} \quad Ct_{Sbc2} \quad Ct_{R1} \quad Ct_{R2}]^T \quad (3.73)$$

A partir do anterior vetor de termos auxiliares e da matriz de coeficientes de indução, é possível determinar as derivadas de duas correntes de fase de cada uma das estrelas de estator e as derivadas de duas correntes de rotor, pela equação (3.74).

$$\frac{d}{dt} [i] = \frac{Ct}{L} = \frac{d}{dt} [i_{Sa1} \quad i_{Sb1} \quad i_{Sa2} \quad i_{Sb2} \quad i_{R1} \quad i_{R2}]^T \quad (3.74)$$

Resolvendo a equação (3.74) obtém-se o vetor das correntes de estator e rotor, sendo a terceira corrente de estator de cada estrela e do rotor obtidas por recurso à “lei dos nós”.

$$[i] = \int \left(\frac{d}{dt} [i_{Sa1} \quad i_{Sb1} \quad i_{Sa2} \quad i_{Sb2} \quad i_{R1} \quad i_{R2}]^T \right) dt \quad (3.75)$$

A nova matriz dos coeficientes de indução obtida pela diferença dos coeficientes de auto-indução e indução mútua entre cada dois enrolamentos, é expressa pela equação (3.76), onde $L_{S2111} = L_{S1S1}(2,1) - L_{S2111}(1,1)$ e $M_{S2111} = M_{S1R}(2,1) - M_{S1R}(1,1)$, sendo que os outros elementos da matriz são obtidos da mesma forma.

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{S2111} - L_{S2313} & L_{S2212} - L_{S2313} & L_{S2414} - L_{S2616} \\ L_{S3121} - L_{S3323} & L_{S3222} - L_{S3323} & L_{S3424} - L_{S3626} \\ L_{S5141} - L_{S5343} & L_{S5242} - L_{S5343} & L_{S5444} - L_{S5446} & \dots \\ L_{S6151} - L_{S6353} & L_{S6252} - L_{S6353} & L_{S6454} - L_{S6656} & \\ M_{SR1113} & M_{SR1213} & M_{SR1416} & \\ M_{SR2123} & M_{SR2223} & M_{SR2426} & \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

$$\begin{bmatrix} L_{S2515} - L_{S2616} & M_{SR2111} - M_{SR2313} & M_{SR2212} - M_{SR2313} \\ L_{S3525} - L_{S3626} & M_{SR3121} - M_{SR33223} & M_{SR3222} - M_{SR2323} \\ L_{S5545} - L_{S5646} & M_{SR5141} - M_{SR5343} & M_{SR5242} - M_{SR5343} \\ L_{S6555} - L_{S6656} & M_{SR6151} - M_{SR6353} & M_{SR6252} - M_{SR6353} \\ M_{SR1516} & L_{R11} - L_{R13} & L_{R12} - L_{R13} \\ M_{SR2526} & L_{R21} - L_{R33} & L_{R22} - L_{R33} \end{bmatrix}$$

A título de exemplo e de concretização do modelo anterior, apresenta-se a equação diferencial que permite obter a corrente no enrolamento de fase “a₁” (3.77) e na fase R_1 do rotor (3.78). Da mesma forma se obtêm as expressões para as restantes correntes de fase de estator e de rotor.

$$\begin{aligned} \frac{di_{Sa1}}{dt} = & \frac{1}{M_{Sc1Sb1} - (L_{S\sigma} + M_{Sa1Sa1})} \left(U_{Sab1} + R_{Sb1} i_{Sb1} - R_{Sa1} i_{Sa1} + \right. \\ & + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_{Sb1R1} - M_{Sa1R1} \\ M_{Sb1R2} - M_{Sa1R2} \\ M_{Sb1R3} - M_{Sa1R3} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_{R1} \\ I_{R2} \\ I_{R3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{Sb1Sa1} - M_{S1Sa1} \\ M_{Sb1Sb1} - M_{Sb1Sc1} \\ M_{Sb1Sa2} - M_{Sb1Sa2} \\ M_{Sb1Sb2} - M_{Sb1Sb2} \\ M_{Sb1Sc2} - M_{Sb1Sc2} \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Sb1} \\ i_{Sc1} \\ i_{Sa2} \\ i_{Sb2} \\ i_{Sc2} \end{bmatrix} + \\ & \left. + \begin{bmatrix} M_{Sb1R1} - M_{Sa1R1} \\ M_{Sb1R2} - M_{Sa1R2} \\ M_{Sb1R3} - M_{Sa1R3} \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{R1} \\ I_{R2} \\ I_{R3} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3.77)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{R1}}{dt} = & \frac{1}{(L_{R\sigma} + M_{RR1})} \left(U_{R1} + R_{R1} i_{R1} + \right. \\ & + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_{Sa1R1} \\ M_{Sb1R1} \\ M_{Sc1R1} \\ M_{Sa2R1} \\ M_{Sb2R1} \\ M_{Sc2R1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{Sa1} \\ i_{Sb1} \\ i_{Sc1} \\ i_{Sa2} \\ i_{Sb2} \\ i_{Sc2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{Sa1R1} \\ M_{Sb1R1} \\ M_{Sc1R1} \\ M_{Sa2R1} \\ M_{Sb2R1} \\ M_{Sc2R1} \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{Sa1} \\ i_{Sb1} \\ i_{Sc1} \\ i_{Sa2} \\ i_{Sb2} \\ i_{Sc2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{R2R1} \\ M_{R3R1} \end{bmatrix}^T \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{R2} \\ I_{R3} \end{bmatrix} \left. \right) \end{aligned} \quad (3.78)$$

3.5 - Resultados do Modelo da Máquina Hexafásica com e sem Falha

Com o objetivo de validar o modelo matemático desenvolvido, anteriormente apresentado, para a máquina de indução hexafásica foram efetuados um conjunto de

simulações e testes experimentais para diversas condições de funcionamento. Na obtenção de resultados experimentais foi usada uma máquina indução hexáfásica com dupla estrela de estator e desfasamento $\alpha = 60^\circ$ construída através da rebobinagem de dois conjuntos de enrolamentos trifásica.

3.5.1 - Resultados de simulação computacional

A Figura 3.12 apresenta resultados de simulação numérica para uma situação de arranque em vazio e sem falha. No instante $t = 0$ s é aplicada a tensão nominal à máquina, verificando-se que após o transitório de arranque as correntes de estator e do rotor mantêm o seu valor para a respetiva condição de funcionamento e o binário electromagnético desenvolvido é o suficiente para vencer o binário resistente e manter a velocidade.

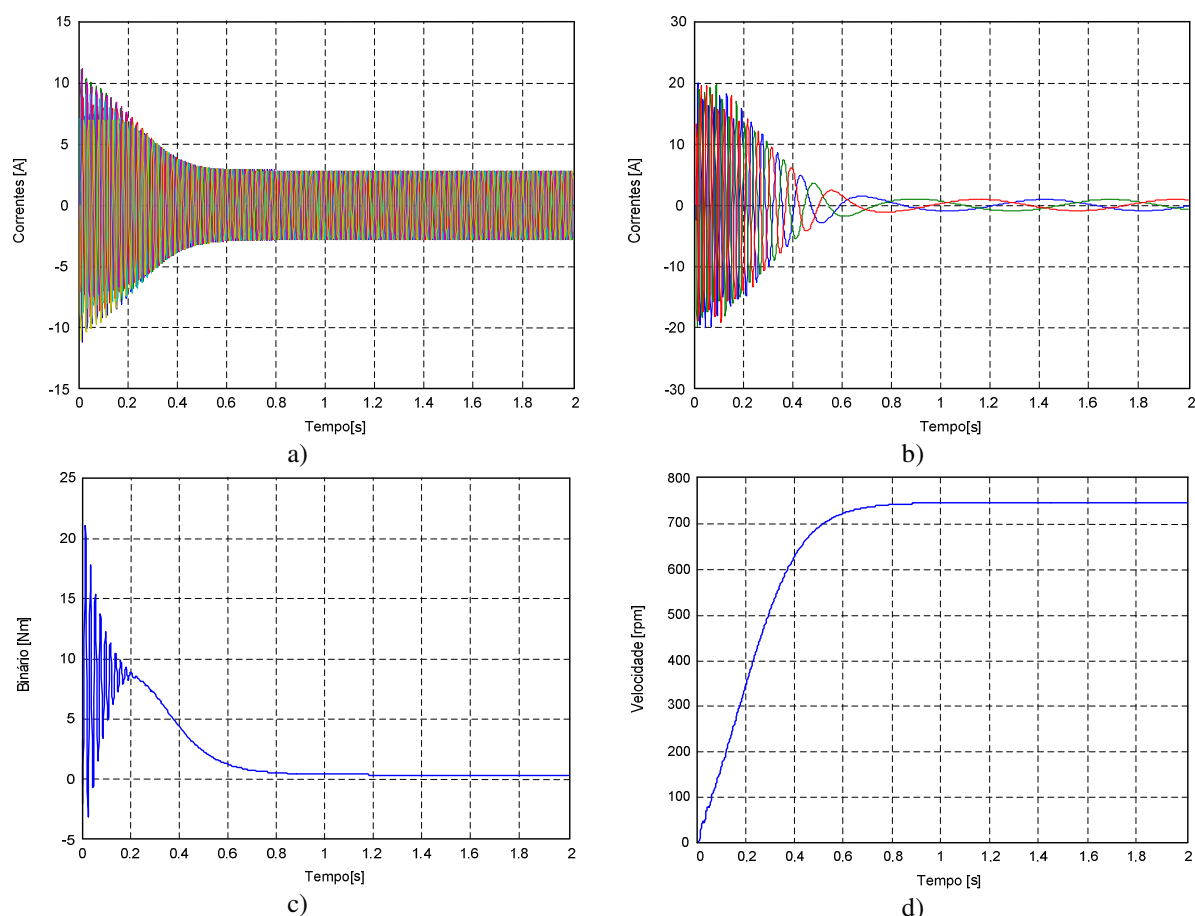


Figura 3.12 – Resultados de simulação sem falha: a) Correntes nas fases do estator, b) Correntes nas fases do rotor, c) Binário eletromagnético, d) Velocidade de rotação.

Com os resultados de simulação apresentados na Figura 3.13 pretende-se analisar o funcionamento da máquina indução hexafásica com carga. No instante $t = 1,5 s$, é imposto um escalão de binário de carga igual a $T_r = 2,5 N$, encontrando-se a máquina já em funcionamento e sem falha. Verifica-se a partir desse instante um aumento das correntes de estator e de rotor, associado à diminuição na velocidade de rotação com consequente aumento do escorregamento que se reflete no aumento da frequência das correntes de rotor.

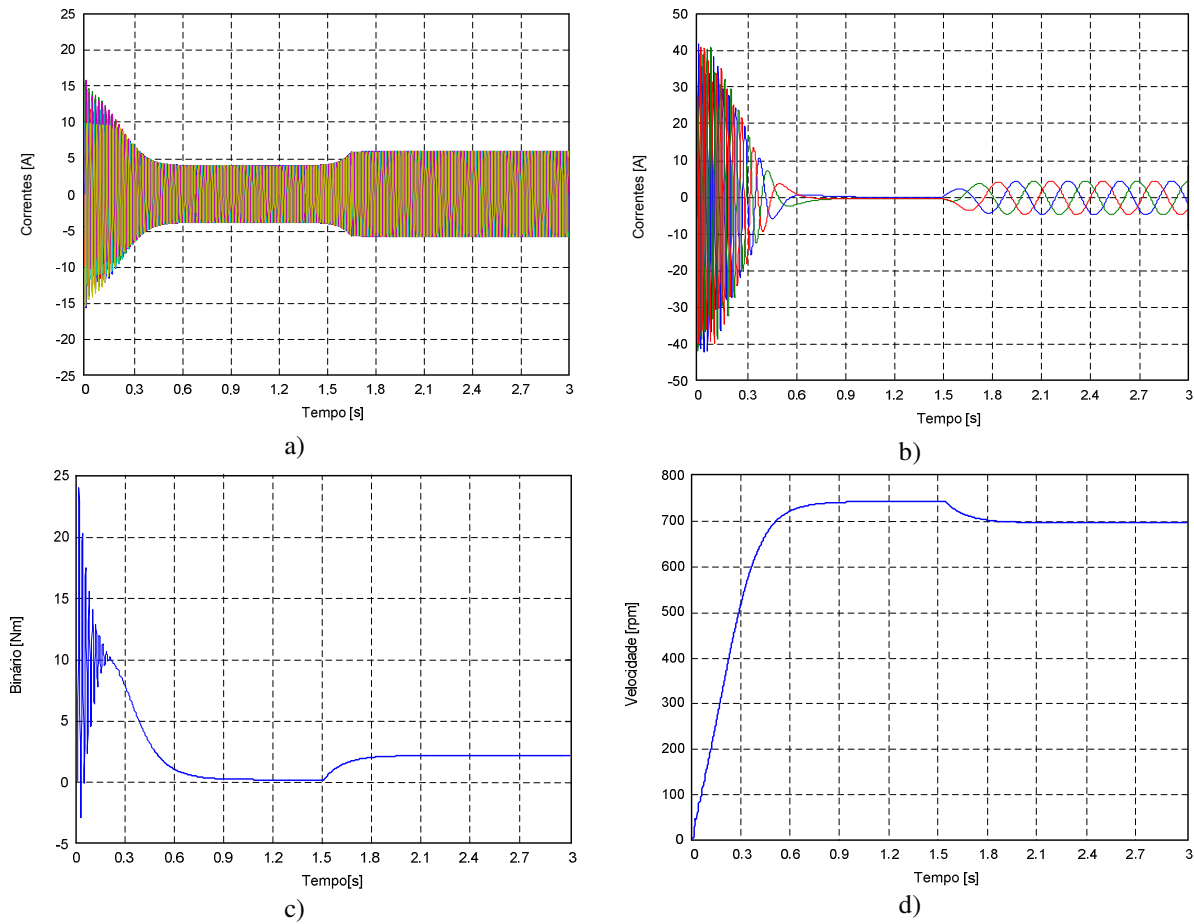


Figura 3.13 – Resultados de simulação: a) Correntes nas fases do estator, b) Correntes nas fases do rotor, c) Binário eletromagnético, d) Velocidade de rotação.

A Figura 3.14 apresenta os resultados de simulação para uma situação de falha no estator, em vazio. Após o arranque da máquina, é imposta uma falha do tipo curto-circuito entre espiras no enrolamento da fase “a₁” de estator, considerando um coeficiente de falha igual a $g_{sa1} = 0,7$, no instante $t = 1,2 s$. Observa-se um aumento da corrente na fase com falha associado a um aumento das correntes de rotor. A partir do instante em que se considera a existência de falha verificam-se oscilações do binário eletromagnético desenvolvido que

resultam em oscilações na velocidade em torno do seu valor nominal, tal como se pode observar nas Figuras 3.14 a) e b).

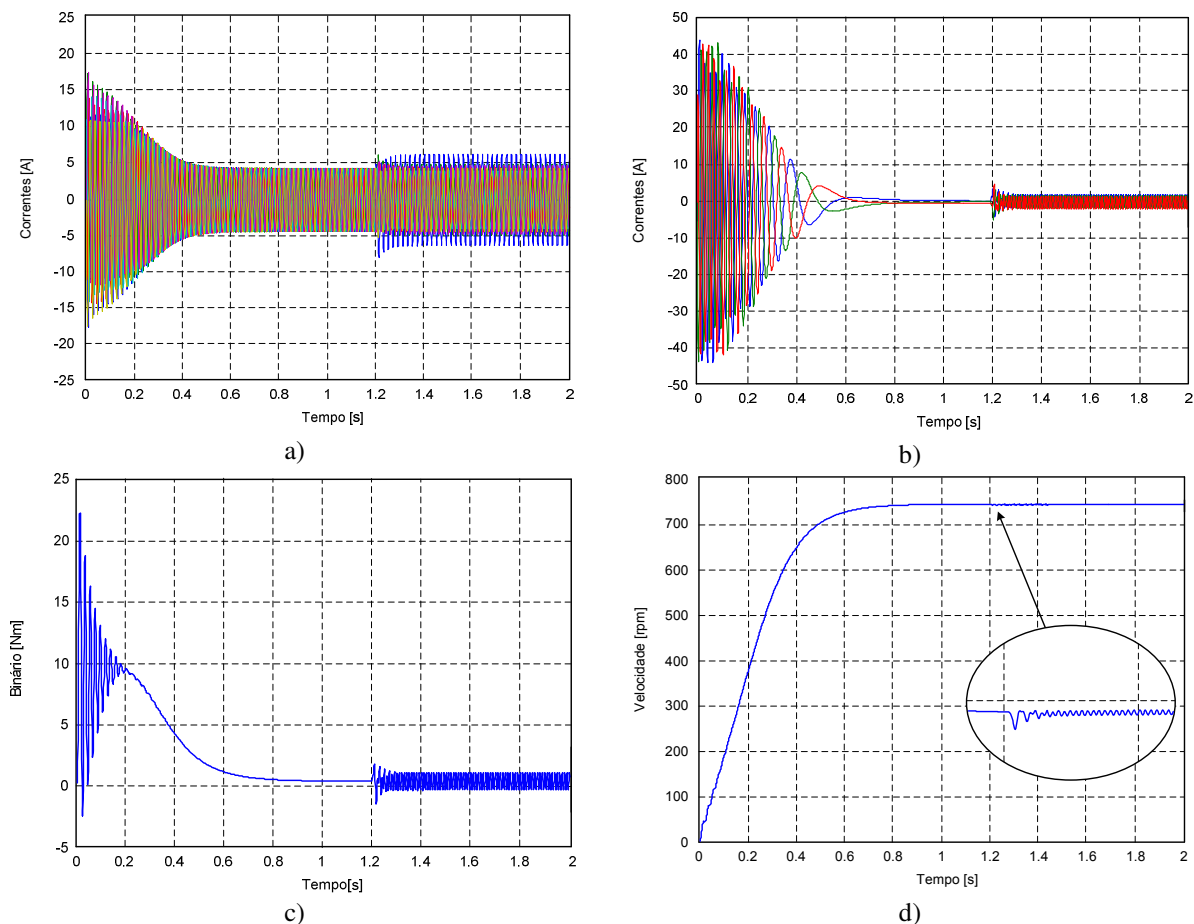


Figura 3.14 – Resultados de simulação com falha: a) Correntes nas fases do estator, b) Correntes nas fases do rotor, c) Binário eletromagnético, d) Velocidade de rotação.

Na Figura 3.15 estão apresentados resultados de simulação com a máquina em carga, para uma condição de funcionamento com e sem falha de estator, admitindo um coeficiente de falha também igual a $g_{Sal}=0,7$. Na Figura 3.15 a) apresenta-se a situação sem falha, onde as correntes de das fases de estator em cada estrela são idênticas na situação em que se provoca uma avaria de estator para $t = 1,2 s$ os resultados são bem diferentes, tal como se pode verificar na Figura 3.15 b). Após a ocorrência da falha, a corrente na fase com falha aumenta provocando também algum desequilíbrio nas restantes fases da mesma estrela. Tratando-se de uma máquina com duplo estator, na outra estrela as correntes de fase ficam quase inalteradas.

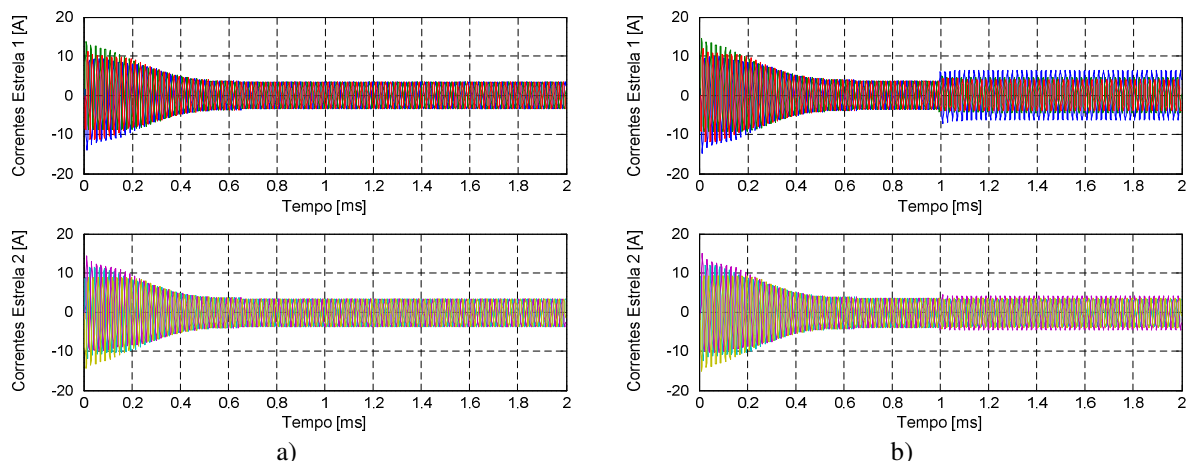


Figura 3.15 – Resultados de simulação: a) Sem falha, b) Com falha.

Na Figura 3.16 apresenta-se uma ampliação dos resultados de simulação anteriores. A falha do tipo curto-circuito entre espiras na fase "a₁" provoca um desequilíbrio nas correntes de fase da estrela 1, enquanto que na estrela 2 as correntes se mantêm equilibradas.

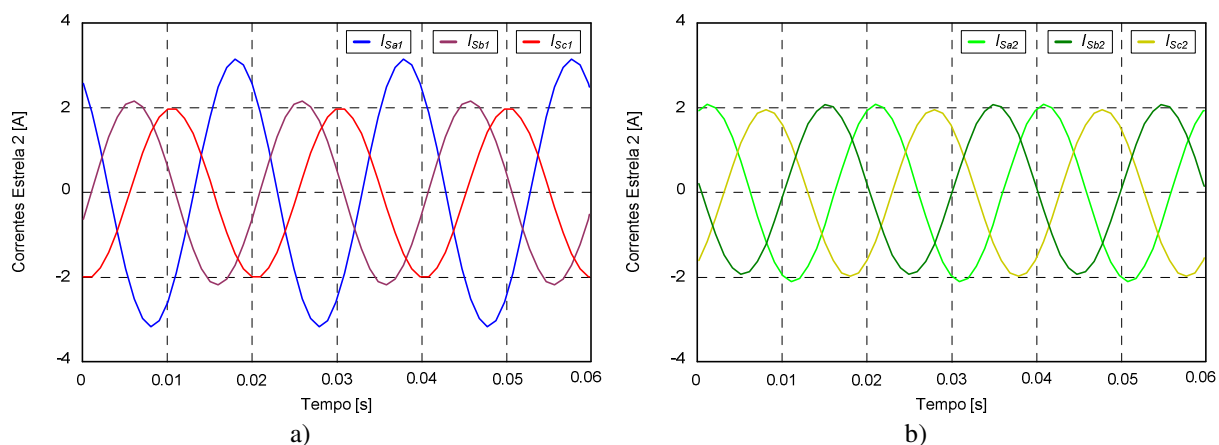


Figura 3.16 – Correntes nas fases com falha na fase "a₁": a) Estrela 1, b) Estrela 2.

A Figura 3.17 apresenta resultados de simulação do funcionamento da máquina de indução hexafásica sem carga quando no instante $t = 1,5$ s, é imposta uma falha no enrolamento equivalente da fase 1 do rotor com coeficiente de falha igual a $g_{R1} = 8$. Verifica-se uma alteração nas correntes do rotor bem como uma modulação de baixa frequência nas correntes de fase do estator de ambas as estrelas. Relativamente ao binário eletromagnético desenvolvido este apresenta oscilações, que também estão presentes na velocidade de rotação, associadas a uma diminuição da velocidade.

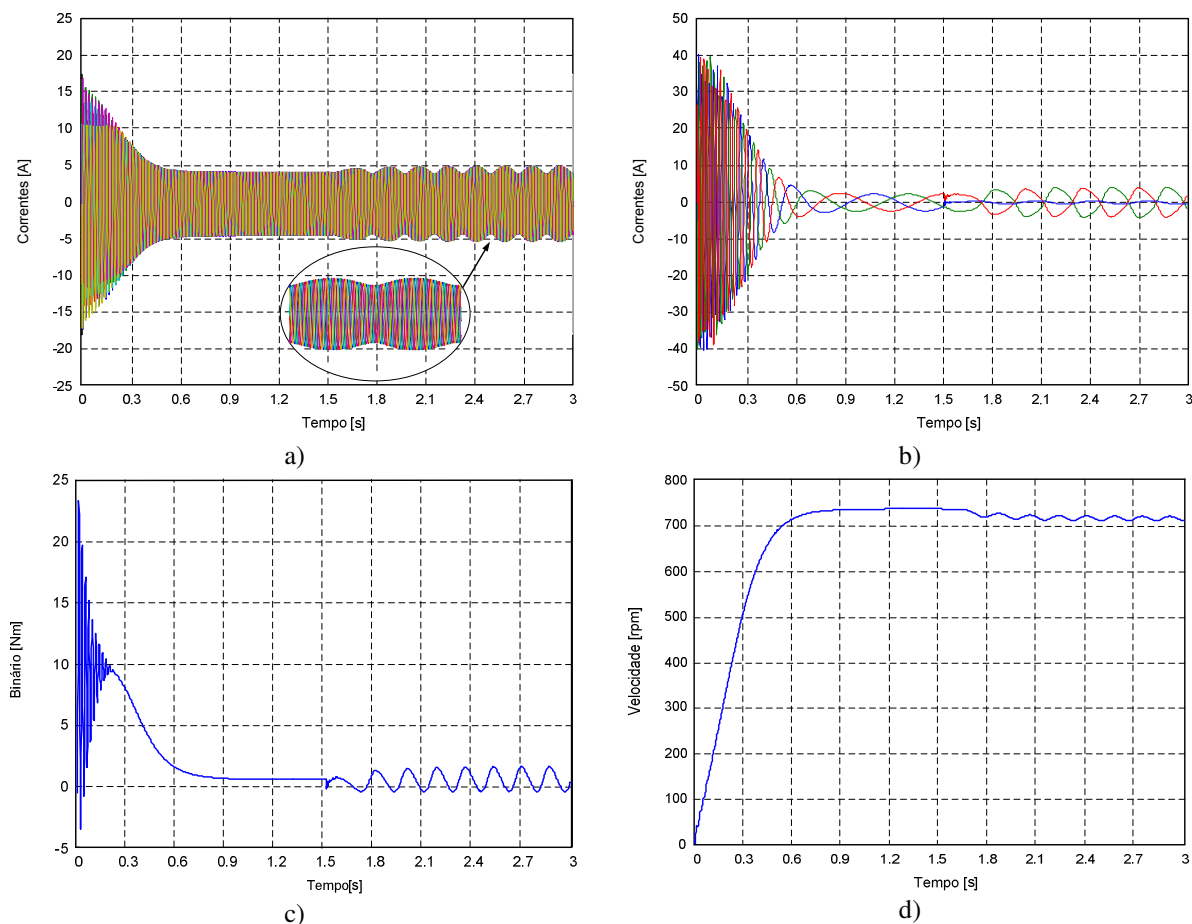


Figura 3.17 – Resultados de simulação: a) Correntes nas fases do estator, b) Correntes nas fases do rotor, c) Binário eletromagnético, d) Velocidade de rotação.

3.5.2 - Resultados Experimentais

Os resultados experimentais apresentados foram obtidos por recurso a um protótipo laboratorial construído para o efeito, constituído por uma fonte de tensão alternada hexafásica e por uma máquina de indução hexafásica do tipo I, construída a partir de uma máquina trifásica. A máquina de seis fases ($P \approx 550$ W) foi assim construída por rebobinagem de seis novos enrolamentos de estator com o objetivo de formar duas estrelas com desfasamento de $\alpha = 60^\circ$ entre si. Para simular falhas do tipo curto-circuito entre espiras do enrolamento estes foram bobinados de forma a permitir o acesso a pontos intermédios do enrolamento.

Por forma a obter uma fonte de tensão alternada de seis fases com desfasamento de 60° entre si, duas soluções foram utilizadas: a primeira com recurso a um transformador trifásico e a segunda com recurso a um conversor eletrónico de potência.

A solução por recurso transformador passou pela utilização de um transformador

trifásico com ponte médio nos enrolamentos de secundário, cujo esquema de ligações se apresenta na Figura 3.18.

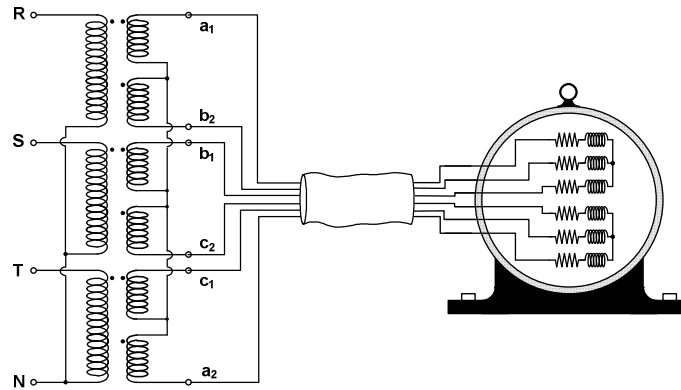


Figura 3.18 – Ligações do transformador trifásico com ponto médio no secundário

De acordo com as ligações da Figura 3.18, as tensões alternadas sinusoidais obtidas experimentalmente, são apresentadas na Figura 3.19 a), correspondentes às estrelas 1 e 2, e na Figura 3.19 b) as seis tensões desfasadas de 60° entre si.

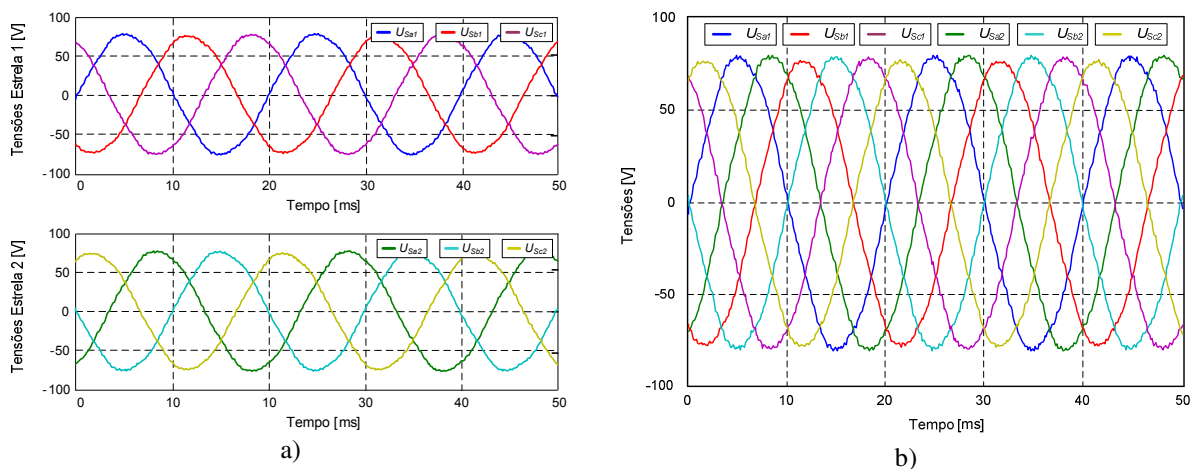


Figura 3.19 – Resultados de experimentais: a) Tensões em cada uma das estrelas, b) Tensões nas seis fases.

Na segunda solução, por recurso a um inversor eletrónico de potência do tipo fonte de tensão de seis fases e respetivo circuito de comando, considerou-se um controlo com modelação por largura de impulso sinusoidal (*SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation*). A Figura 3.20 apresenta os respetivos esquemas.

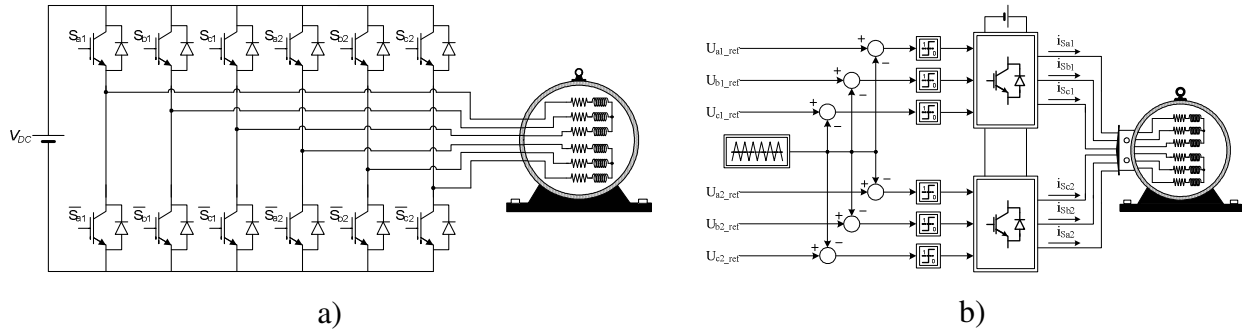


Figura 3.20 – Inversor tipo fonte de tensão hexafásico: a) Circuito de potência, b) Circuito de comando.

A Figura 3.21 apresenta resultados de simulação e experimentais para um transitório de arranque da máquina sem carga alimentada a partir do transformador, onde é possível observar a evolução das correntes de fase de estator e a respetiva velocidade de rotação. Verifica-se que a evolução temporal das correntes obtidas por simulação e experimentalmente é semelhante, no entanto, na velocidade apresentam algumas diferenças, nomeadamente no transitório de arranque. Estas diferenças devem-se essencialmente à determinação dos valores de momento de inércia da máquina, J , e de coeficiente de atrito viscoso, K_D . Valores estes, que foram obtidos após reconversão da máquina, utilizada na montagem experimental, de trifásica para hexafásica.

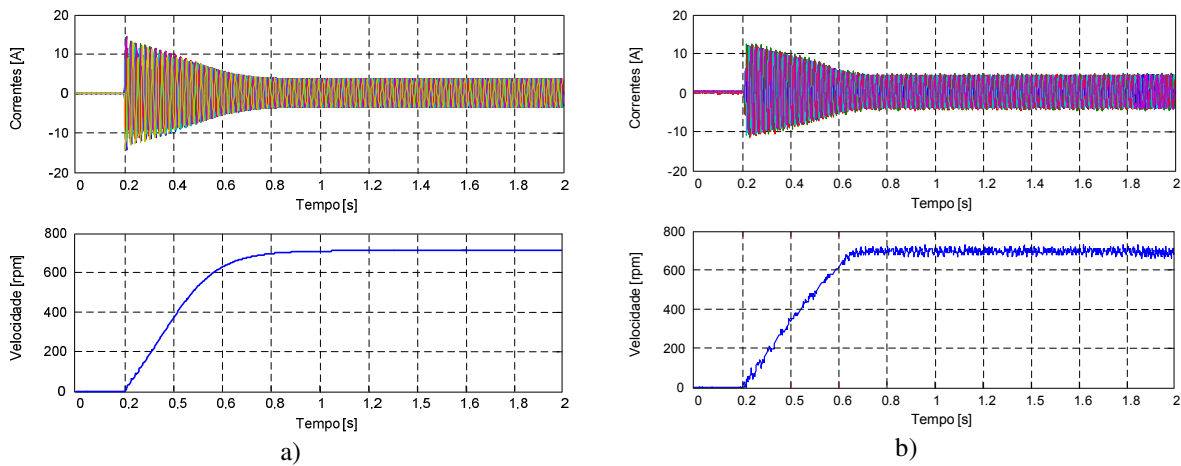


Figura 3.21 – Resultados do transitório de arranque da máquina hexafásica em vazio: a) Simulação, b) Experimental.

A Figura 3.22 apresenta resultados de simulação e experimentais da máquina hexafásica sem falha e sem carga, verificando-se que as correntes de fase do estator apresentam igual amplitude e defasamento entre si.

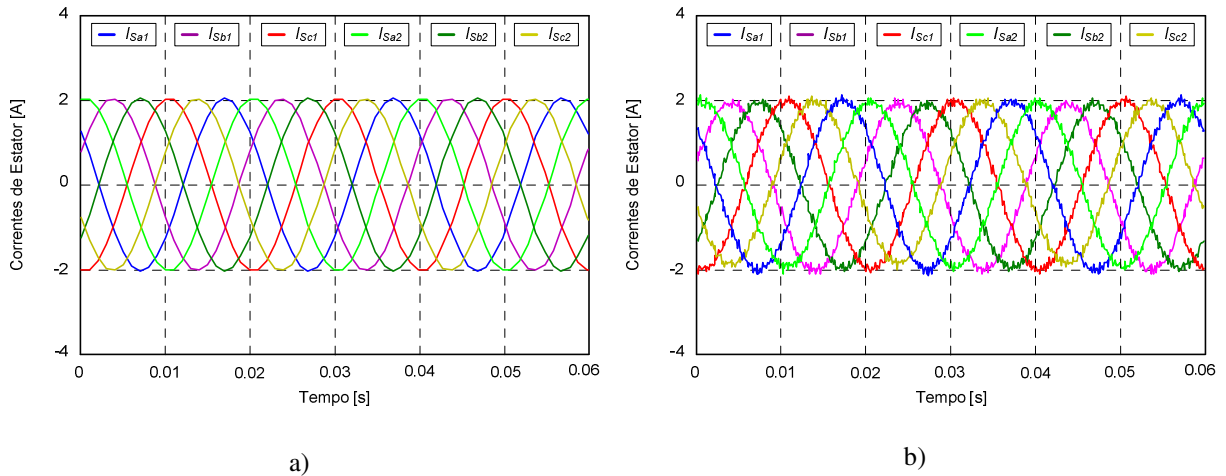


Figura 3.22– Correntes nas fases da máquina hexafásica sem falha: a) Simulação, b) Experimental.

A Figura 3.23 apresenta resultados de simulação e experimentais para a máquina sem carga e com falha do tipo curto-circuito entre espiras de estator no enrolamento da fase a_1 da estrela 1, considerando um coeficiente de falha igual a $g_{Sa1}=0,8$. Observa-se que a corrente no enrolamento da fase com falha aumenta, devido à redução da impedância deste face aos restantes da mesma estrela que resulta num desequilíbrio também das correntes nos outros enrolamentos. Relativamente à segunda estrela de estator as correntes permanecem praticamente inalteradas.

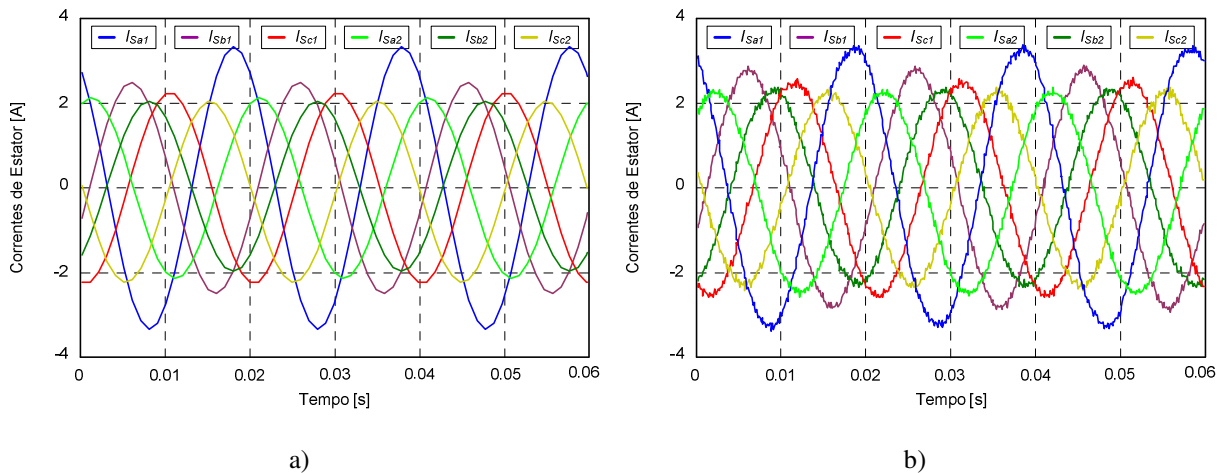


Figura 3.23 – Correntes nas fases em situação de falha na fase “ a_1 ”: a) Simulação, b) Experimental.

Na Figura 3.24 é apresentado o efeito transitório na corrente na fase “ a_1 ” da estrela 1 da máquina sem carga quando ocorre uma falha do tipo curto-circuito entre espiras, considerando um coeficiente de falha igual a $g_{Sa1}=0,8$ no respetivo enrolamento. Verifica-se

um aumento corrente de fase a partir do instante em que ocorre a falha, resultado da diminuição da impedância provocada pela diminuição de espiras do respetivo enrolamento.

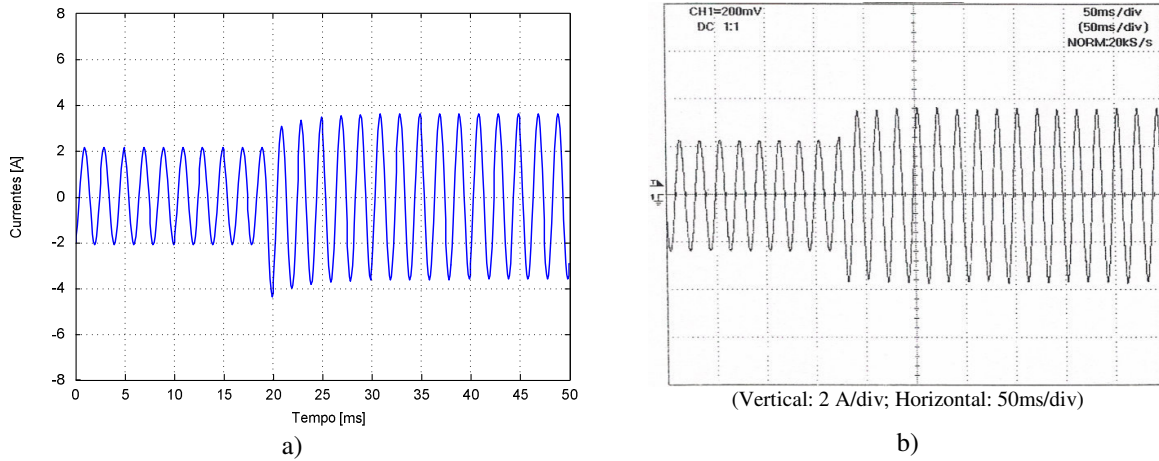


Figura 3.24 – Transitório da corrente na fase “ a_1 ” com falha: a) Simulação, b) Experimental.

A Figura 3.25 apresenta resultados para a máquina sem carga e com uma falha do tipo circuito aberto no enrolamento ou falta de fase “ a_1 ” da estrela 1 do estator. Verifica-se que na fase onde ocorre a falha a corrente é obviamente nula e que nas restantes fases dessa estrela as correntes estão em oposição. Relativamente à estrela sem falha as correntes representam um sistema trifásico equilibrado.

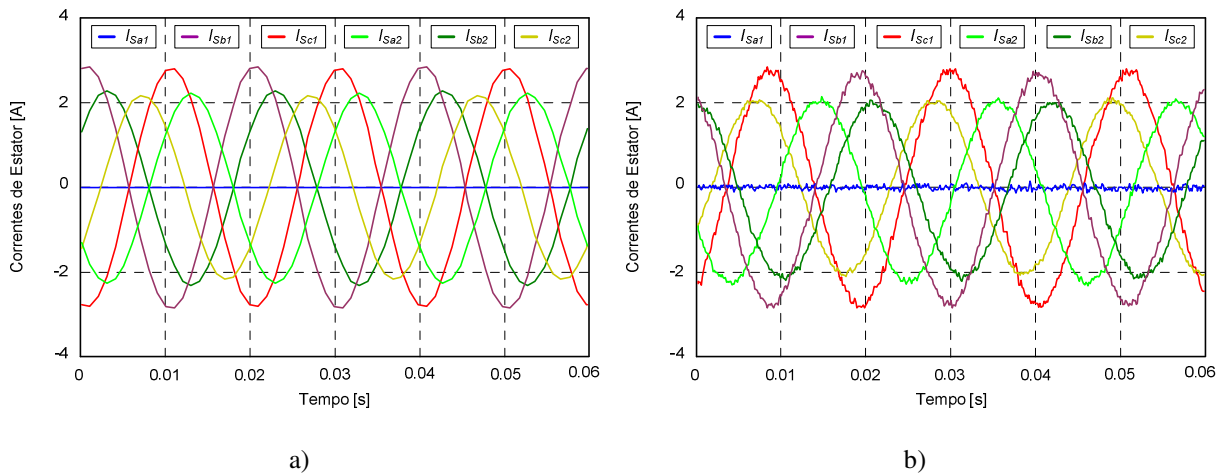


Figura 3.25 – Correntes nas fases em situação de falta de fase “ a_1 ”: a) Simulação, b) Experimental.

Na Figura 3.26 apresentam-se os resultados para uma falha de rotor considerando um coeficiente de falha igual a $g_{RI} = 8$, para a máquina em funcionamento com carga reduzida. A falha de rotor provoca um desequilíbrio nas correntes de rotor que resultam numa modelação

de baixa frequência das correntes de fase do estator, com frequência proporcional ao escorregamento, $2.s.f$ (Cunha, 2006).

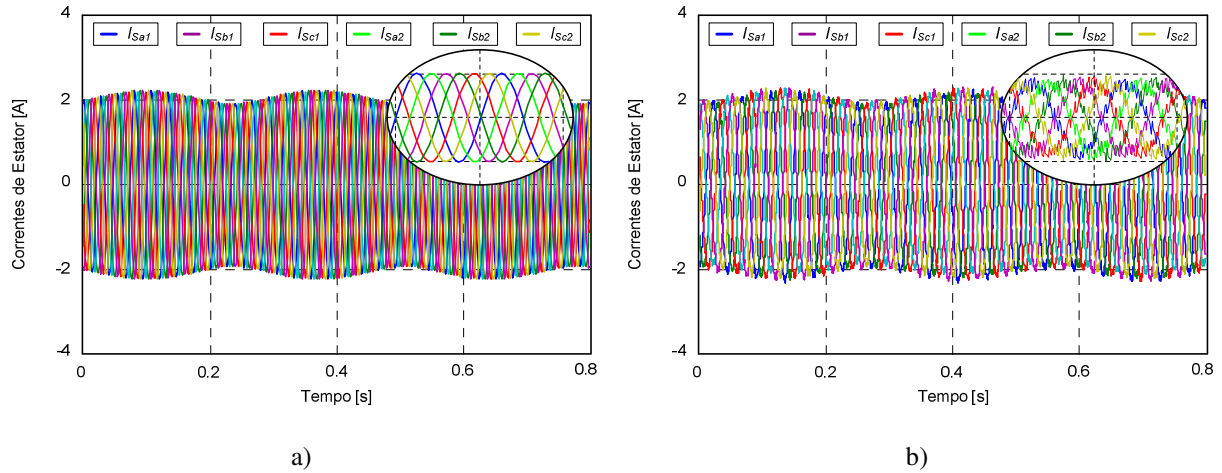


Figura 3.26 – Correntes nas fases em situação de falha de rotor: a) Simulação, b) Experimental.

3.6 – Conclusões

Na primeira parte do capítulo foram apresentados os diferentes tipos de máquinas polifásicas, com número de fases superior a três, dando ênfase à máquina de indução hexafásica na sua configuração de dupla estrela de estator simétrica. Foram abordadas as suas principais características, assim como as suas vantagens e desvantagens, face à máquina de indução trifásica, para um ângulo α genérico entre as duas estrelas de estator. Foi apresentado um modelo matemático da máquina de indução hexafásica para análise e simulação do seu comportamento dinâmico com e sem de falha de estator ou de rotor. Foi ainda apresentado um modelo da máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator em coordenadas $dq0$, a ser usado nos métodos de deteção e diagnóstico de falhas.

Por fim, com o objetivo de validar o modelo desenvolvido foram realizados e apresentados um conjunto de resultados de simulação e ensaios experimentais obtidos a partir de um protótipo de acionamento eletromecânico com máquina de indução hexafásica desenvolvido para o efeito.



Deteção e Diagnóstico de Falhas em Acionamentos Hexafásicos

4.1 - Introdução

Nos últimos anos, diferentes abordagens na deteção e diagnóstico de falhas em acionamentos eletromecânicos têm sido alvo de estudo, tendo já sido apresentadas no capítulo 2 os mais relevantes referenciados na literatura. Na sua grande maioria os sistemas de deteção, diagnóstico e identificação de falhas em máquinas elétricas, inversores eletrónicos de potência e respetivos circuitos de comando e controlo, utilizam algoritmos baseados na aquisição e análise das diferentes grandezas ou sinais medidos (tensões, correntes, temperatura, vibrações, etc). Pelo facto de permitirem a obtenção de algoritmos de deteção não invasivos, os sinais de tensão e corrente são amplamente utilizados. Neste sentido, a análise de padrões de correntes de alimentação apresenta-se como uma boa, e amplamente utilizada, solução para a deteção e diagnóstico de falhas em acionamentos eletromecânicos.

Em funcionamento sem falha, quer na máquina quer no inversor, as correntes de fase apresentam padrões característicos. Estes padrões alteram-se em presença de falha, devido à alteração imposta às correntes de fase, evoluindo para outros padrões, também eles típicos. É assim possível desenvolver algoritmos que permitam concluir acerca da presença de falhas no acionamento, baseados na análise das alterações dos padrões das correntes.

Neste capítulo são apresentados novos métodos de detecção e diagnóstico de falhas para o acionamento eletromecânico, com máquina de indução hexafásica, baseados na análise dos padrões das correntes de fase.

Na primeira parte deste capítulo será apresentado um estudo sobre os diferentes padrões das correntes de fase em funcionamento com e sem falha, quer para a máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator quer para o inversor eletrônico de potência. Segue-se a descrição dos métodos de detecção e diagnóstico de falhas propostos, na máquina e no inversor, com a respetiva validação através de resultados de simulação e experimentais, num protótipo de acionamento hexafásico propositadamente construído para o efeito.

Na Figura 4.1 a) é apresentado o esquema de potência do acionamento eletromecânico hexafásico, constituído por um inversor de seis fases e máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator com neutros independentes, com a distribuição dos enrolamentos apresentada na Figura 4.1 b).

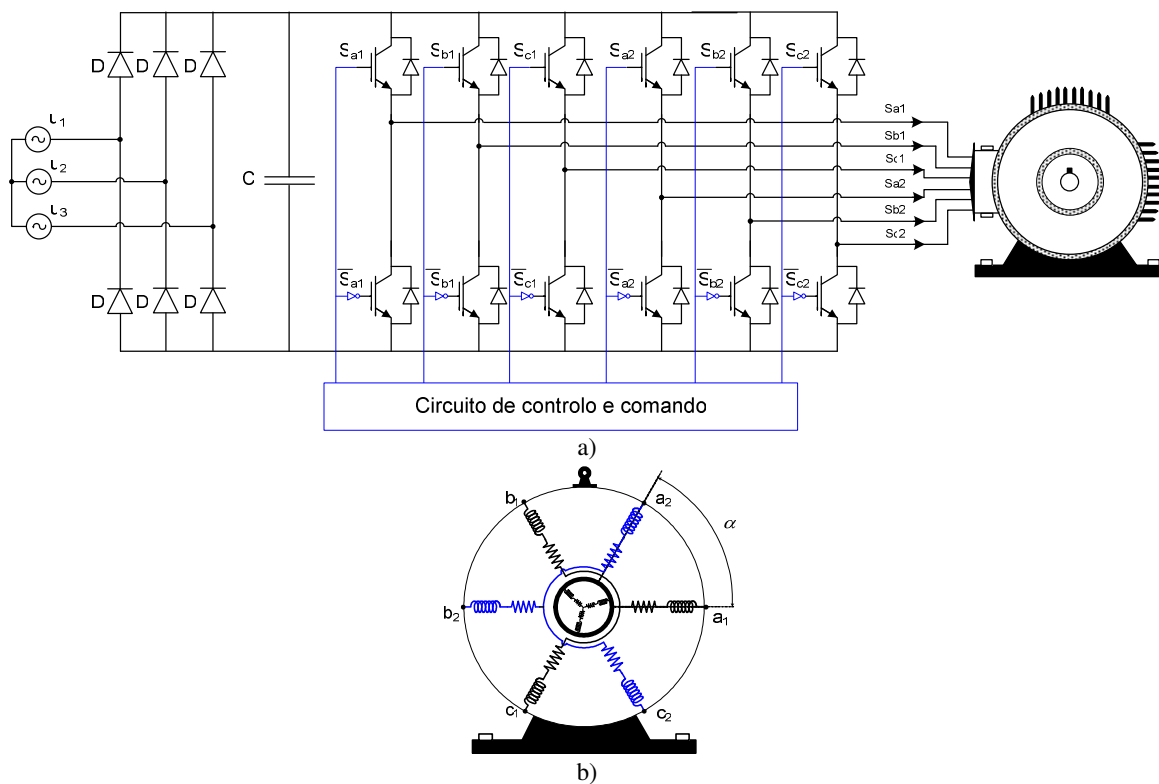


Figura 4.1 - Acionamento com máquina de indução hexafásica: a) Esquema de potência, b) Máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator com neutros independentes.

4.2 - Análise de Padrões das Correntes de Fase

Os métodos de detecção e diagnóstico de falhas nos acionamentos eletromecânicos com máquina de indução hexafásica propostos têm em comum o facto de se basearem na análise de padrões das correntes de fase de estator. Desta forma, nas secções seguintes, apresentam-se duas abordagens para a detecção e diagnóstico de falhas em acionamentos eletromecânicos com máquina de indução hexafásica baseadas em algoritmos para identificação de padrões típicos. Neste sentido, serão obtidos padrões a partir das correntes de fase do acionamento com e sem falha. De modo a apresentar um estudo estendido das diversas análises de padrões que se poderão obter, serão utilizadas as correntes em coordenadas naturais, $\alpha\beta 0$ e $dq0$. Para a detecção e identificação das falhas, serão propostos algoritmos adaptados aos padrões obtidos de acordo com as coordenadas utilizadas.

4.2.1 – Análise de Padrões das Correntes de Fase em Coordenadas Naturais

A partir do modelo da máquina hexafásica de dupla estrela de estator com um desfasamento $\alpha = 60^\circ$ entre estrelas, apresentado no capítulo 3, para a situação da máquina sem falha as correntes de fase de estator são expressas pela equação (3.9), que a seguir se transcreve, onde i_{Sa1} , i_{Sb1} , i_{Sc1} , e i_{Sa2} , i_{Sb2} , i_{Sc2} , representam as correntes de cada um dos sistemas trifásicos que compõe a dupla estrela de estator da máquina.

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{Sa1}(t) = I_{max} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{Sb1}(t) = I_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_{Sc1}(t) = I_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ i_{Sa2}(t) = I_{max} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \\ i_{Sb2}(t) = I_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) \\ i_{Sc2}(t) = I_{max} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha - \varphi\right) \end{array} \right. \quad (3.9)$$

A representação num espaço a três dimensões das correntes de fase de um sistema trifásico equilibrado num sistema de coordenadas tridimensional é uma circunferência no plano a 45° com o referencial, como representado na Figura 4.2 a) (Pires, 2009), onde os eixos de coordenadas se referem às correntes i_{Sai} , i_{Sbi} , i_{Sci} . Da mesma forma, para a máquina de dupla estrela de estator com neutros independentes, cada sistema trifásico descreve uma circunferência de raio igual, com $R_{o1} = R_{o2} = R_o$, uma vez que as correntes apresentam todas a mesma amplitude, frequência, e defasamento de 120°; o que caracteriza um funcionamento da máquina sem falhas tal como apresentado na Figura 4.2 b), onde $E1$ e $E2$ representam as estrelas 1 e 2 de estator, respetivamente. Esta circunferência é representada matematicamente pela equação (4.1), onde o índice i representa a estrela em questão (1 ou 2), sendo o raio da circunferência $R_{oi} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot I_{\max}$ obtido a partir de (4.2).

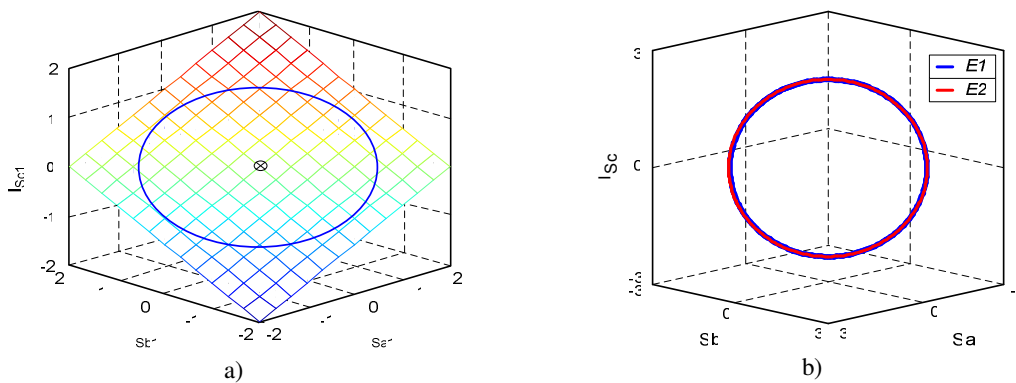


Figura 4.2 - Representação a três dimensões das correntes de fase numa situação de ausência de falha: a) Sistema trifásico, b) Máquina de dupla estrela de estator.

$$i_{Sai}^2 + i_{Sbi}^2 + i_{Sci}^2 = R_{oi}^2 \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned}
 R_{oi}^2 &= i_{Sai}^2 + i_{Sbi}^2 + i_{Sci}^2 \\
 R_{oi}^2 &= I_{max}^2 \operatorname{sen}^2\left(\underbrace{\omega t - \varphi}_A\right) + I_{max}^2 \operatorname{sen}^2\left(\underbrace{\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}}_A\right) + I_{max}^2 \operatorname{sen}^2\left(\underbrace{\omega t - \varphi + \frac{4\pi}{3}}_A\right) \\
 R_{oi}^2 &= I_{max}^2 \left[\operatorname{sen}^2(A) + \operatorname{sen}^2\left(A + \frac{2\pi}{3}\right) + \operatorname{sen}^2\left(A + \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\
 R_{oi}^2 &= \frac{1}{2} I_{max}^2 \left[1 - \cos(2A) + 1 - \cos\left(2A + \frac{4\pi}{3}\right) + 1 - \cos\left(2A + \frac{8\pi}{3}\right) \right] \tag{4.2} \\
 R_{oi}^2 &= \frac{1}{2} I_{max}^2 \left[3 - \cos(2A) + \frac{1}{2} \cos(2A) + \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}(2A) + \frac{1}{2} \cos(2A) - \frac{\sqrt{3}}{2} \operatorname{sen}(2A) \right] \\
 R_{oi}^2 &= \frac{3}{2} I_{max}^2 \\
 R_{oi} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_{max}
 \end{aligned}$$

Assim, para o acionamento com máquina hexafásica de dupla estrela de estator sem falha, o padrão obtido para as correntes de fase de cada estrela no espaço a três dimensões são duas circunferências de raio igual e constante. Este padrão, representado por uma circunferência de raio constante, é característico do sistema trifásico equilibrado e permite concluir que não existe falha quer na máquina quer no inversor. No entanto, e porque raio da circunferência é expresso em função do valor máximo das correntes de fase, torna a detecção baseada na análise do padrão das correntes de fase dependente da carga da máquina.

A análise das correntes de fase de estator possibilita a detecção da ocorrência de falha na máquina, através da análise da figura geométrica resultante ou padrão no espaço tridimensional das correntes de fase. A Figura 4.3 apresenta o padrão obtido para as correntes de fase da estrela 1 da máquina, sem carga, em funcionamento com (na figura representada por *C.F.*) e sem falha (na figura representada por *S.F.*). Sem falha, o padrão obtido corresponde a uma circunferência no plano a 45° com os eixos do espaço a três dimensões. Quando ocorre uma falha de curto-circuito entre espiras, do enrolamento de fase “*a₁*”, de estator, com $g_{Sa}=0,8$, o padrão obtido para as correntes de fase altera-se para uma elipse no mesmo plano.

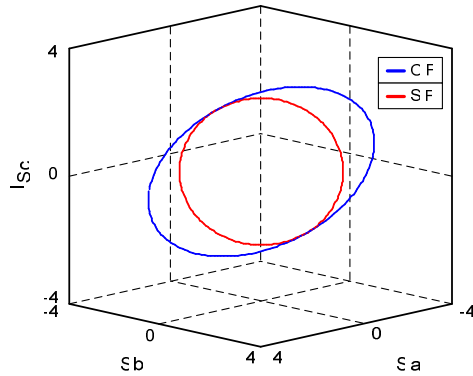


Figura 4.3 - Representação a três dimensões das correntes de fase para uma falha na fase “ a_1 ” da estrela 1.

A Figura 4.4 apresenta os padrões (elipse) das correntes de fase da máquina na presença de falha em cada uma das fases, com o mesmo grau de severidade, para a estrela 1 de estator. A identificação da fase onde ocorre a falha pode ser facilmente obtida a partir da orientação da elipse no plano a 45° como o espaço a três dimensões.

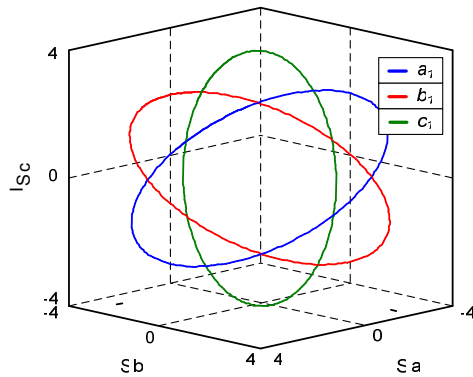


Figura 4.4 - Representação a três dimensões das correntes de fase com falhas nas fases “ a_1 ”, “ b_1 ” e “ c_1 ”.

Na Figura 4.5 são apresentados, também no plano a três dimensões, os padrões obtidos para vários graus de severidade de falha, nomeadamente $g_{sa} \in [0,8; 0,6; 0,4]$, para a fase “ a_1 ”. Desta forma é possível verificar que a orientação da elipse padrão é independente do grau de severidade da falha.

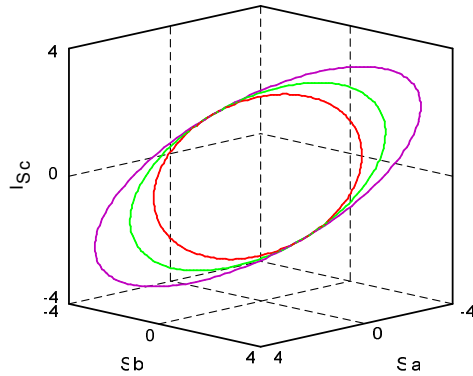


Figura 4.5 - Representação a três dimensões das correntes de fase com falha na fase "a₁", com vários graus de severidade.

Na Figura 4.6 a) apresentam-se os padrões das correntes de fase no espaço a três dimensões para uma falha de enrolamento da fase "a₁" da estrela 1 do estator. Pode observar-se que a presença desta falha provoca uma deformação no padrão das correntes da respetiva fase, resultando numa elipse para o padrão das correntes de fase da estrela 1 e mantendo-se inalterado o padrão das correntes de fase da estrela 2 do estator. A Figura 4.6 b) apresenta a condição de falhas simultâneas na fase "a₁" da estrela 1 e na fase "c₂" da estrela 2, onde se pode verificar que a análise dos dois padrões possibilita a identificação das falhas em ambas as fases.

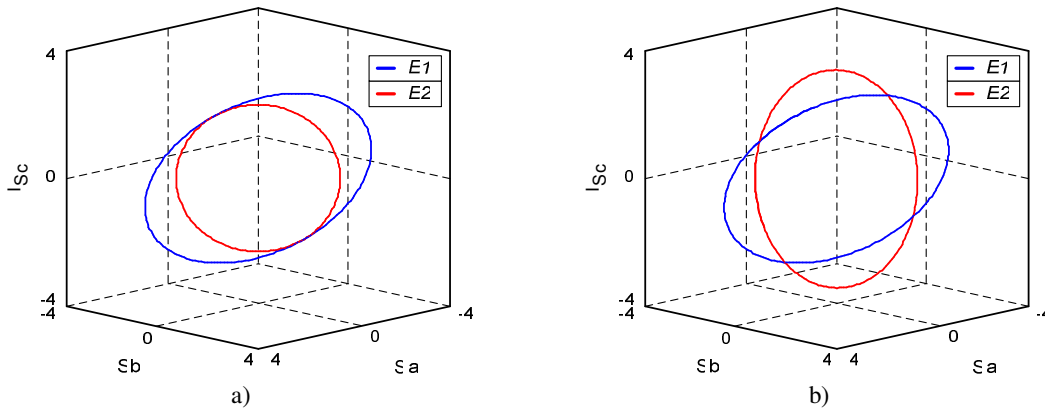


Figura 4.6 - Representação a três dimensões das correntes de fase: a) Falha na fase a₁ da estrela 1, b) Falhas simultâneas nas fases "a₁"-"c₂" das estrelas 1 e 2, respetivamente.

De seguida apresentam-se as várias figuras geométricas obtidas para os dois padrões das correntes de fase, em ambas as estrelas, para o funcionamento do acionamento hexafásico na presença de falha, na máquina e no inversor. De entre as possíveis falhas no acionamento

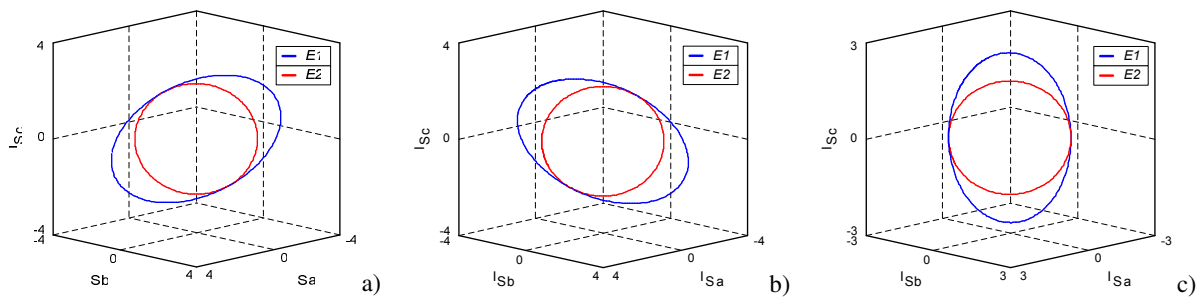
algumas apresentam as mesmas consequências para o seu funcionamento. A falha de enrolamento em circuito aberto, a falha total de braço no inversor (falha de ambos os semicondutores, permanecendo ambos no estado aberto) e a falha na ligação entre a máquina e o inversor. Todas estas falhas serão consideradas como falha de fase.

a) Falhas na máquina de indução hexafásica

Para a máquina de indução hexafásica de duplo estator, com neutros independentes, são consideradas falhas de curto-circuito entre espiras no enrolamento de fase, no estator, e a falha resultante da quebra de barras na gaiola, no rotor.

a.1) Falhas de estator

O estudo dos padrões das correntes de fase da máquina em coordenadas naturais permite detetar a ocorrência de falhas de estator, através do anterior padrão representado no plano a 45° no espaço a três dimensões. A ocorrência de uma falha de tipo curto-circuito no enrolamento de estator resulta num aumento da amplitude da corrente na fase com falha, manifestando-se com uma alteração do padrão no espaço a três dimensões, o qual passa a ser uma elipse. A Figura 4.7 a) apresenta os padrões em espaço a três dimensões das correntes de fase para a situação de falha na fase “a₁”, curto-circuito entre espiras do enrolamento de estator, considerando $g_s = 0,85$. Verifica-se uma deformação na circunferência do padrão que toma a forma de uma elipse em consequência da falha, sendo a identificação da fase onde ocorre a falha obtida pela direção do eixo maior da elipse. Nas Figuras 4.7 b) a f) são apresentados os vários padrões das correntes de fase para condição de falha, nas restantes fases de cada estrela de estator. Conforme é possível verificar, na presença deste tipo de falha, a elipse direciona a sua orientação conforme a fase onde ocorreu a falha.



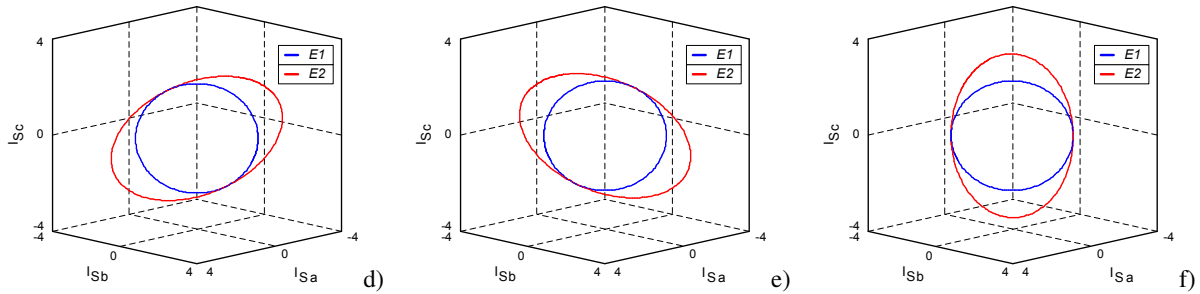


Figura 4.7 - Padrões das correntes de fase em coordenadas naturais para falha de enrolamento de fase na máquina hexafásica de dupla estrela: a) Fase “ a_1 ”, b) Fase “ b_1 ”, c) Fase “ c_1 ”, d) Fase “ a_2 ”, e) Fase “ b_2 ”, f) Fase “ c_2 ”.

Na Figura 4.8 apresenta-se os padrões obtidos quando existe simultaneidade na ocorrência de falhas da mesma estrela. Estes foram obtidos para uma situação de ocorrência simultânea de falha de estator e com $g_s = 0,8$. É possível verificar que, no caso de falha simultânea em duas fases da mesma estrela, o padrão não se altera e continua a ser possível determinar a origem da falha a partir da orientação da elipse.

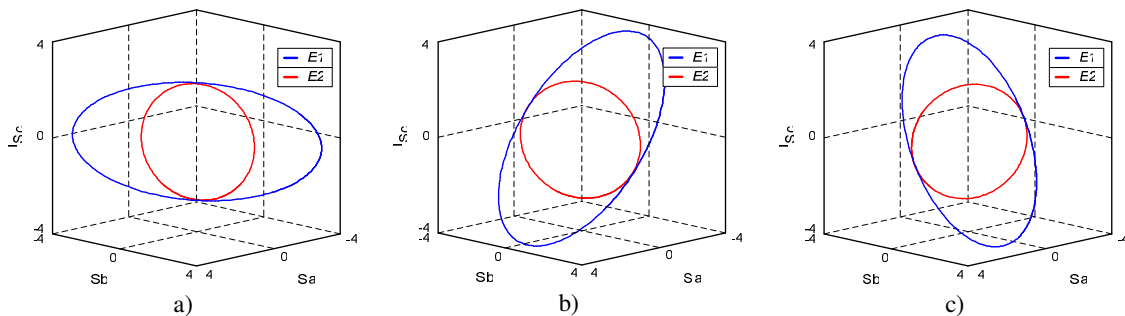


Figura 4.8 - Padrões das correntes de fase em coordenadas naturais para falha de enrolamento de fase na máquina hexafásica de dupla estrela: a) Fases “ a_1 ” e “ b_1 ”, b) Fases “ a_1 ” e “ c_1 ”, c) Fases “ b_1 ” e “ c_1 ”.

A partir da análise dos padrões obtidos para as correntes de fase de estator da máquina é assim possível a deteção e identificação da fase e da estrela onde ocorre a falha de estator. A identificação da fase em falha resulta da análise da orientação da elipse. Dado que a deteção se baseia nas correntes de fase do estator da máquina, esta torna-se dependente da carga associada à máquina.

a.2) Falhas de rotor

Na Figura 4.9 apresenta-se o padrão, no espaço a três dimensões das correntes de fase, na estrela 1, quando existe uma falha de rotor na máquina, assumindo $g_R = 8$. Nesta situação obtêm-se padrões iguais para ambas as estrelas, os raios médios das duas circunferências são iguais (com valor médio igual ao raio da circunferência, padrão obtida para a máquina sem falha), mas devido à presença de uma modelação de baixa frequência nas correntes de estator, característica desta falha de rotor, o padrão resultante toma a forma de uma circunferência a traço mais grosso semelhante a um “donut”.

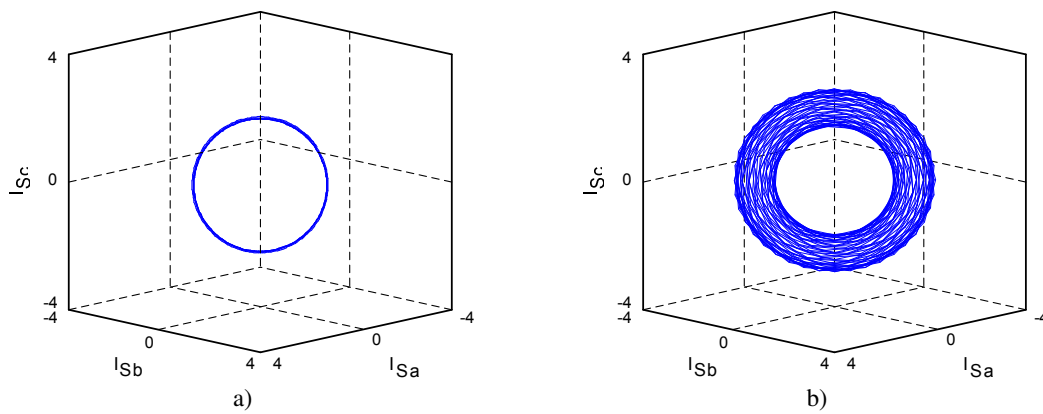


Figura 4.9 - Padrões das correntes de fase em coordenadas naturais, na estrela 1, para falha de rotor: a) Sem carga, b) Carga de 3 Nm.

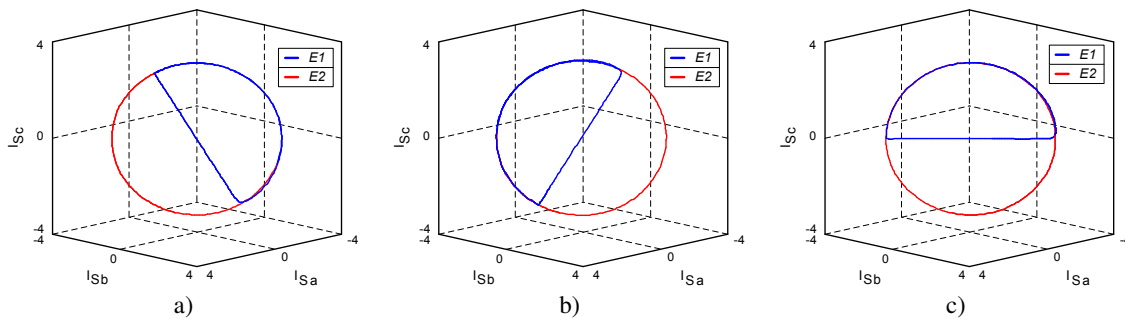
A deteção de falha de rotor a partir do padrão das correntes de fase de estator é também dependente da carga da máquina, porque a modelação de baixa frequência presente nas correntes de fase é proporcional ao escorregamento da máquina. Quando a máquina se encontra com carga muito reduzida, quer o escorregamento quer as correntes de fase de estator apresentam valores muito reduzidas, o que resulta numa modelação de frequência e amplitude praticamente nulas e de difícil deteção.

b) Falhas no inversor

As falhas no inversor, que são objeto de estudo, referem-se a falhas do tipo circuito aberto que podem ter origem em falhas do próprio semicondutor de potência ou no circuito de comando e controlo. A designação de cada semicondutor de potência do inversor foi apresentada na Figura 4.1, onde S_{ij} designa o semicondutor superior do braço ij do inversor e

\bar{S}_{ij} o seu complementar. Na Figura 4.10 apresentam-se os padrões das correntes nas fases no espaço a três dimensões, para a estrela 1 da máquina, em situações de falha do tipo circuito aberto nos semicondutores de potência do inversor. Verifica-se que a partir da análise dos padrões das correntes de fase é possível a detecção e identificação do semicondutor em falha no inversor. Sem falha, o padrão das correntes de fase é a habitual circunferência no plano a 45° com sistema de eixos tridimensional. Quando ocorre uma falha de circuito aberto do semicondutor, o padrão das correntes de fase evolui para uma semi-circunferência no espaço a três dimensões, consequência da ausência de uma das componentes da corrente de fase (a positiva ou a negativa, dependentemente do semicondutor em falha no braço). A identificação do semicondutor em falha resulta da análise da orientação desta semi-circunferência, como se pode observar na Figura 4.10. Se se comparar as Figuras 4.10 a) e d), relativamente a falhas nos semicondutores S_{a1} e \bar{S}_{a1} respetivamente, verifica-se que o padrão das correntes nas fases da estrela 2 se mantém praticamente inalterado e sob a forma de uma circunferência. No entanto, o padrão referente à estrela 1 evolui para uma semi-circunferência que permite identificar o semicondutor em falha. É de salientar que o diâmetro que delimita ambas as semi-circunferências é perpendicular ao eixo principal da elipse obtida por falha nos enrolamentos do estator (ver Figura 4.3). Tal como no caso de uma avaria de estator, a orientação principal dos dados que compõem o padrão identifica a fase em falha, neste caso o braço do inversor.

Para as correntes de fase da estrela 2 de estator da máquina o procedimento é em tudo semelhante, pois os padrão obtidos com e sem falha são idênticos aos obtidos para a estrela 1.



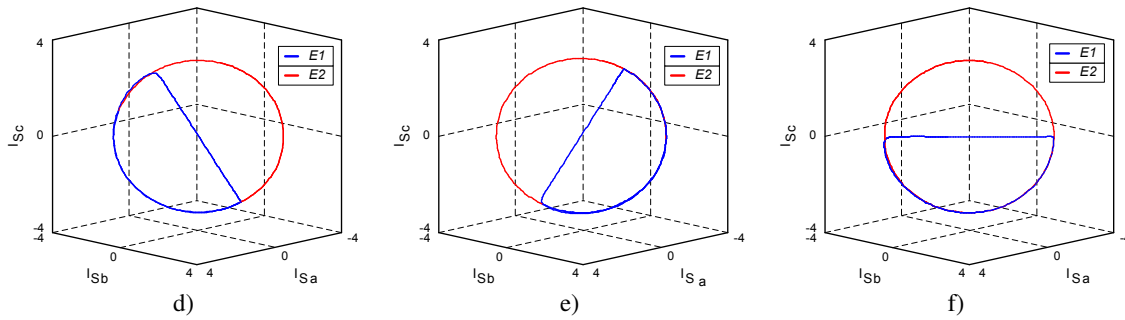


Figura 4.10 - Padrões das corrente de fase em coordenadas naturais para falha do tipo circuito aberto nos semicondutores da estrela 1: a) S_{a1} , b) S_{b1} , c) S_{c1} , d) \bar{S}_{a1} , e) \bar{S}_{b1} , f) \bar{S}_{c1} .

Na Figura 4.11 apresenta-se o padrão das correntes de fase, em coordenadas naturais, para uma falha de fase (dois semicondutores do mesmo braço) ou falha de circuito aberto no enrolamento da máquina. As figuras 4.11 a) e b) ilustram os padrões para falhas de fase nas fases “ a_1 ” e “ a_2 ” das estrelas 1 e 2, respetivamente. Na figura 4.11 c) o padrão para falha simultânea nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ”.

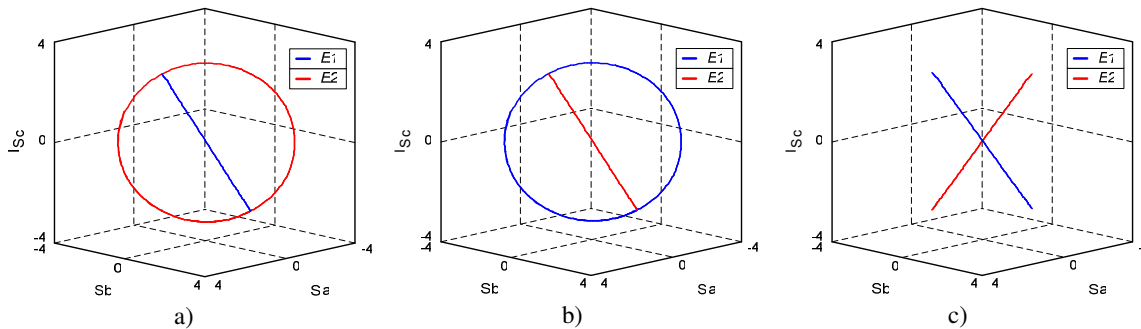


Figura 4.11- Padrões das corrente de fase em coordenadas naturais para falha de fase: a) Falha de fase “ a_1 ”, b) Falha de fase “ a_2 ”, c) Falha de fase simultânea nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ”.

Para cada tipo de falha (quer na máquina quer no inversor) existe um padrão característico das correntes de fase em coordenadas naturais no espaço tridimensional das respetivas correntes de fase. A partir destes padrões será possível desenvolver um algoritmo que permita a deteção e diagnóstico de falhas no acionamento hexafásico sem necessidade de transformação de variáveis. Para um funcionamento sem falhas o padrão obtido é representado por uma circunferência no plano a 45° com espaço a três dimensões. Quando existe falha o padrão obtido para as correntes de fase altera-se conforme o elemento em que esta ocorre: Numa falha de estator é representada por uma elipse, uma falha de rotor é

representada por um “*donut*” e a falha de semiconductor do inversor é representada por uma semi-circunferência, sempre inscritos no plano a 45° com o referencial tridimensional.

A utilização das coordenadas naturais na análise de padrões tornará o algoritmo mais complexo à medida que o número de fases da máquina aumenta. Por outro lado vai existir alguma dificuldade acrescida em detetar falhas na situação em que o binário de carga da máquina é reduzido. Esta situação é particularmente evidente em falhas de rotor, onde o *donut* facilmente se confunde com uma circunferência, devido à baixa amplitude da modelação de baixa frequência característica da falha de rotor.

4.2.2 - Análise de Padrões das Correntes de Fase em Coordenadas $\alpha\beta$

Tendo por objetivo o estudo da deteção e o diagnóstico de falhas num acionamento hexafásico baseados em padrões característicos, considerar-se-á a análise dos padrões das correntes de fase representadas noutros sistemas de coordenadas bastante utilizados em acionamentos eletromecânicos. Deste modo, serão analisados os padrões obtidos pelas correntes de fase em coordenadas $\alpha\beta$ e também em coordenadas *dq*.

As correntes de fase em coordenadas $\alpha\beta$ são geralmente obtidas por aplicação da transformada de *Clarke*, cujo objetivo é transformar as três correntes de fase de estator, da máquina trifásica, num sistema equivalente de duas fases ortogonais e uma variável homopolar, reduzindo desta forma a complexidade do modelo da máquina. A transformada de *Clarke*, transforma assim um sistema de tensões ou correntes trifásicas, em coordenadas naturais *abc*, num sistema estacionário bifásico $\alpha\beta$ de eixos em quadratura, onde o eixo α está normalmente alinhado com a fase 1, mantendo as tensões ou correntes bifásicas a forma sinusoidal.

Pela redução do número de variáveis a transformação de *abc* para $\alpha\beta$ apresenta-se vantajosa para a deteção e diagnóstico de falhas, baseado na análise dos padrões das correntes de fase, em particular para máquinas de indução com elevado número de fases. No caso das máquinas trifásicas, a representação geométrica dos padrões obtidos, com essa redução, resulta na passagem de um espaço a três dimensões para uma representação a duas dimensões.

Para a máquina hexafásica de duplo estator, em que as seis fases de estator, são obtidas a partir de dois sistemas trifásico desfasados de α , conforme Figura 4.1 b), estas podem ser representadas por dois sistemas de bifásicos num referencial fixo, através da transformação de $a_i b_i c_i$ para $\alpha_i \beta_i$, por aplicação da matriz da transformada de *Clarke* à matriz das correntes de fase, equação (4.3), onde $[I_S] = [I_{Sij}]^T$ representa o vetor das correntes de fase de estator da máquina em coordenadas naturais e j a estrela 1 e 2, respetivamente.

$$[I_{\alpha\beta 0}] = [T_{6D}(\alpha)][I_S] \quad (4.3)$$

A matriz de transformação de *Clarke*, $T_{6D}(\alpha)$, para a máquina hexafásica de dupla estrela de estator é apresentada na equação (4.4), onde a primeira sub-matriz se refere à estrela 1 e a segunda à estrela 2, com desfasamento α relativamente à estrela 1.

$$[T_{6D}(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \text{sen}(0) & \text{sen}\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \text{sen}(\alpha) & \text{sen}\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Por aplicação da matriz de transformação (4.4) às correntes de fase em coordenadas naturais, da máquina hexafásica de duplo estator com neutros independentes, obtêm-se dois sistemas de duas fases num referencial fixo, $\alpha_1 \beta_1 0$ e $\alpha_2 \beta_2 0$, para cada estrela, como se apresenta na Figura 4.12, onde se considerou $\alpha = 60^\circ$.

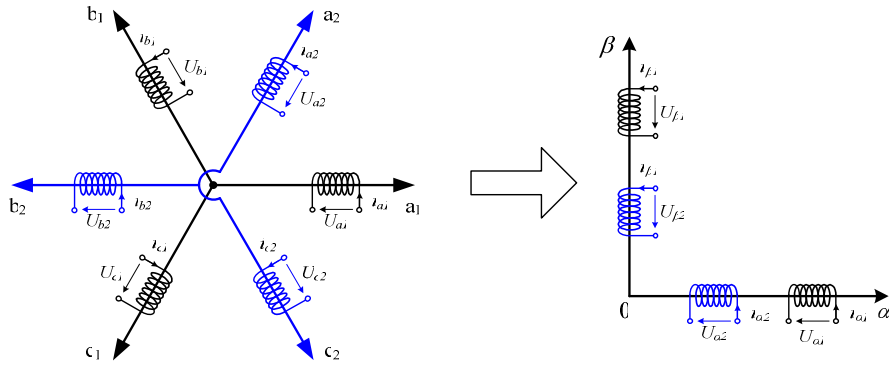


Figura 4.12 - Diagrama vetorial da transformação abc para $\alpha\beta$ na máquina hexafásica de duplo estator com neutros independentes.

Considerando as correntes de fase da estrela 1 de estator sem falha, apresentadas em (3.9) e usando a matriz de transformação (4.4), obtém-se as componentes $i_{\alpha 1}$ e $i_{\beta 1}$ das correntes fase no plano $\alpha\beta$ dadas por (4.5) e (4.6).

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha 1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(I_{Sa1} - \frac{1}{2} I_{Sb1} - \frac{1}{2} I_{Sc1} \right) \\
 i_{\alpha 1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{max} \left[\text{sen}(\omega t - \varphi) - \frac{1}{2} \text{sen} \left(\underbrace{\omega t - \varphi}_{A} - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{2} \text{sen} \left(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
 i_{\alpha 1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{max} \left[\text{sen}(A) - \frac{1}{2} \text{sen} \left(A - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{2} \text{sen} \left(A + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
 i_{\alpha 1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{max} \left[\text{sen}(A) + \frac{1}{4} \text{sen}(A) + \frac{\sqrt{3}}{4} \cos(A) + \frac{1}{4} \text{sen}(A) - \frac{\sqrt{3}}{4} \cos(A) \right] \\
 i_{\alpha 1} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{max} \left[\frac{3}{2} \text{sen}(A) \right] \\
 i_{\alpha 1} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I_{max} \text{sen}(\omega t - \varphi)
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

$$i_{\beta 1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} I_{sb1} - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sc1} \right) \quad (4.6)$$

$$i_{\beta 1} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{max} \cos(\omega t - \varphi)$$

Da mesma forma é possível determinar a expressão para as componentes $i_{\alpha 2}$ e $i_{\beta 2}$ para a estrela 2 (4.7), sendo que estas são idênticas pois a transformação de Clarke (4.4) tem em consideração o desfasamento α .

$$\begin{cases} i_{\alpha 1} = i_{\alpha 2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{max} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{\beta 1} = i_{\beta 2} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{max} \cos(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (4.7)$$

A Figura 4.13 apresenta resultados de simulação e experimentais da representação dos padrões das correntes em coordenadas $\alpha\beta$ para a situação de funcionamento sem falha. Neste caso as correntes de fase de cada estrela têm a mesma amplitude e, por aplicação da transformada de Clarke, resultam em componentes i_{α} e i_{β} de igual amplitude e desfasamento de 90° . A sua representação no plano $\alpha\beta$ é uma circunferência centrada na origem.

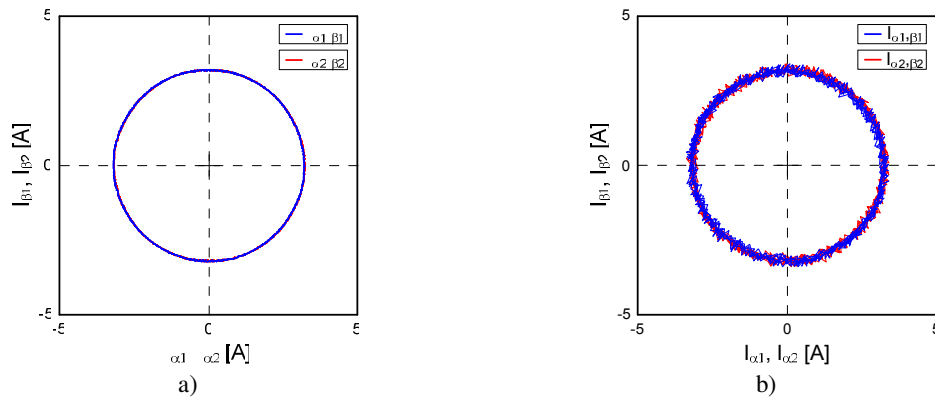


Figura 4.13 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes de fase da máquina hexafásica, sem falha: a) Simulação, b) Experimental.

a) Falhas na máquina de indução hexafásica

Nesta secção apresentam-se os vários padrões das correntes de fase de estator, em coordenadas $\alpha\beta$, para a máquina em condição de falha de estator e de rotor.

a.1) Falhas de estator

Como já referido, em funcionamento sem falha as componentes $\alpha\beta$ das correntes de fase de estator da máquina hexafásica de dupla estrela apresentam a mesma amplitude (4.7). Na presença de uma falha de estator, na estrela 1 ou na estrela 2, as correntes de fase da máquina ficam desequilibradas, podendo ser expressas, em coordenadas $\alpha\beta$, pela equação (4.8), onde $i_{\alpha 1, \alpha 2}$ e $i_{\beta 1, \beta 2}$ representam as componentes das correntes das estrelas 1 e 2 no plano $\alpha\beta$, apresentam amplitudes distintas resultado das diferentes amplitudes das correntes de fase. Como consequência o padrão das correntes de fase obtido no sub-espaço $\alpha\beta$ passa a ser uma elipse. Este resultado é idêntico à elipse que se obtém em coordenadas naturais (Figura 4.2), com a diferença que neste caso o padrão é bidimensional e não apresentado num espaço tridimensional.

$$\begin{cases} i_{\alpha 1} = I_{\alpha 1_{max}} \operatorname{sen}(\omega t - \varphi_{\alpha 1}) \\ i_{\alpha 2} = I_{\alpha 2_{max}} \operatorname{sen}(\omega t - \varphi_{\alpha 2}) \\ i_{\beta 1} = -I_{\beta 1_{max}} \operatorname{cos}(\omega t - \varphi_{\beta 1}) \\ i_{\beta 2} = -I_{\beta 2_{max}} \operatorname{cos}(\omega t - \varphi_{\beta 2}) \end{cases} \quad (4.8)$$

A Figura 4.14 apresenta os padrões das correntes de fase em coordenadas $\alpha\beta$, para funcionamento com falha nas várias fases de estator. Para estes resultados de simulação considerou-se, em cada fase, um coeficiente de falha igual a $g_s = 0,8$. Da análise dos padrões das correntes de fase, verifica-se uma alteração no padrão de uma circunferência para uma elipse, o que indica a presença de uma falha de estator, sendo a identificação da fase obtida a partir da análise da orientação dessa mesma elipse no plano $\alpha\beta$ da estrela respetiva. Na estrela em que não existe falhas o padrão das correntes de fase no mesmo plano permanece aproximadamente igual a uma circunferência, representativo de ausência de falhas nessa estrela. O mesmo procedimento é usado para deteção de falha numa fase da estrela 2.

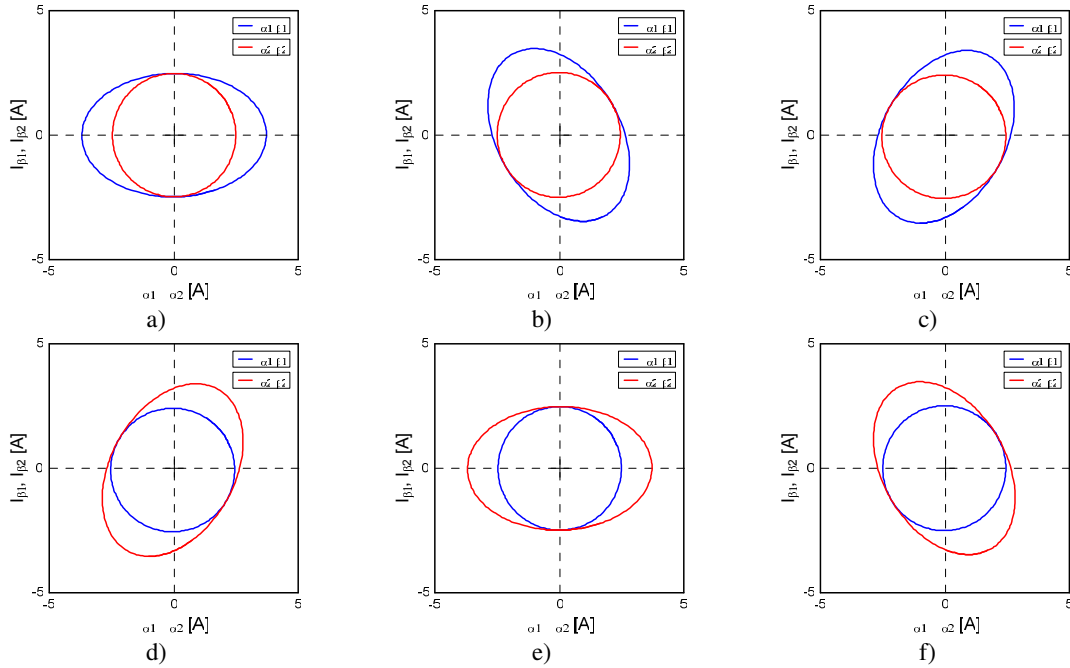


Figura 4.14 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes de fase para falha de enrolamento de fase na máquina hexafásica de dupla estrela: a) Fase “ a_1 ”, b) Fase “ b_1 ”, c) Fase “ c_1 ”, d) Fase “ a_2 ”, e) Fase “ b_2 ”, f) Fase “ c_2 ”.

Na Figura 4.15 são apresentados vários padrões das correntes de fase da máquina no plano $\alpha\beta$ para diferentes binários de carga, para uma falha no enrolamento de fase “ a_1 ” de estator considerando $g_{Sal} = 0,8$. Como expectável o padrão das correntes de fase de estator é fortemente dependente da carga que está associada à máquina, observando-se um aumento dos diâmetros da circunferência e da elipse com o aumento da carga.

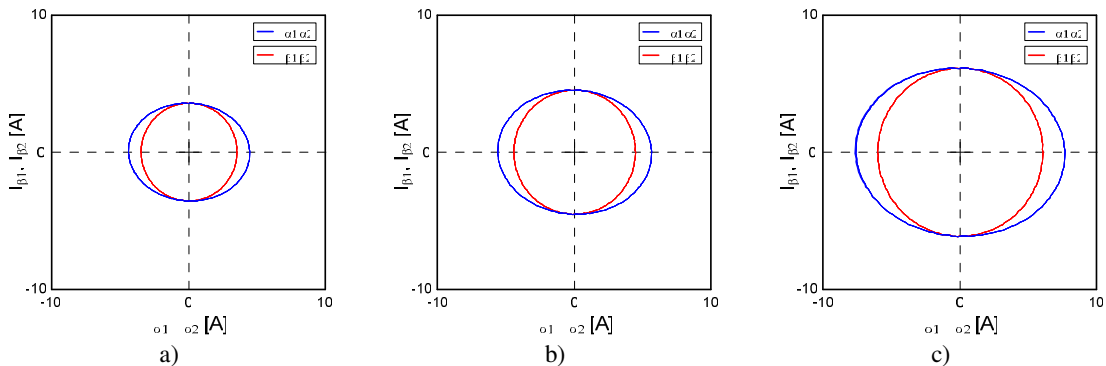


Figura 4.15 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes para falha na fase “ a_1 ” em função da carga: a) Vazio, b) Meia carga, c) Carga nominal.

a.2) Falhas de rotor

Quando existe uma falha de rotor na máquina esta reflete-se nas correntes dos enrolamentos de fase de estator, através de uma modelação de baixa frequência como apresentado na equação (4.9), onde: $j = a, b, c$ (fases da estrela do estator), $i = 1, 2$ (estrela do estator) e ω_2 representa a frequência de modelação (Foito, 2014).

$$I_{Sji}(t) = I_{1max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) [1 + I_{2max} \text{sen}(\omega_2 t)] \quad (4.9)$$

$$I_{Sji}(t) = I_{1max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) + I_{1max} I_{2max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) \text{sen}(\omega_2 t)$$

Aplicando a transformada de *Clarke* (4.4) às correntes de fase de estator com falha (4.9), obtém-se as correntes no plano $\alpha\beta$ expressas pela equação (4.10). Como a modelação está presente de igual forma em todas as correntes de fase as suas componentes i_α e i_β , após aplicação da matriz transformação (4.4), refletem também os efeitos dessa modelação como se apresenta em (4.10).

$$\begin{cases} i_{\alpha 1} = i_{\alpha 2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\alpha max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\alpha max} I_{2max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) \text{sen}(\omega_2 t) \\ i_{\beta 1} = i_{\beta 2} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{\beta max} \cos(\omega_1 t - \varphi) - \sqrt{\frac{3}{2}} I_{\beta max} I_{2max} \cos(\omega_1 t - \varphi) \text{sen}(\omega_2 t) \end{cases} \quad (4.10)$$

A Figura 4.16 apresenta assim os vários padrões das correntes de fase da máquina, com falha de rotor, no plano $\alpha\beta$ para diferentes binários de carga. Quando a máquina se encontra em vazio, as falhas de rotor são de difícil deteção porque a amplitude e frequência das correntes de rotor são muito baixas, o que resulta num efeito de modelação de baixa frequência quase impercetível, como se pode observar na Figura 4.16 a). À medida que a carga da máquina aumenta, as correntes de rotor também aumentam, em amplitude e frequência, devido ao incremento do escorregamento. O efeito da modelação de baixa frequência resultante da falha de rotor fica assim mais visível, sendo que a espessura do “donut” está relacionada com a carga da máquina, como mostram as Figuras 4.16 b) e c). O efeito da falha de rotor manifesta-se da mesma forma nas correntes de fase da estrela 1 e 2.

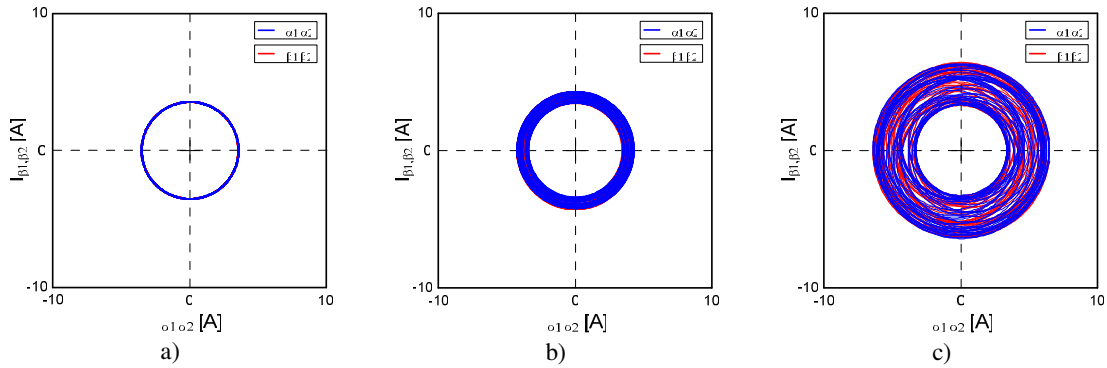
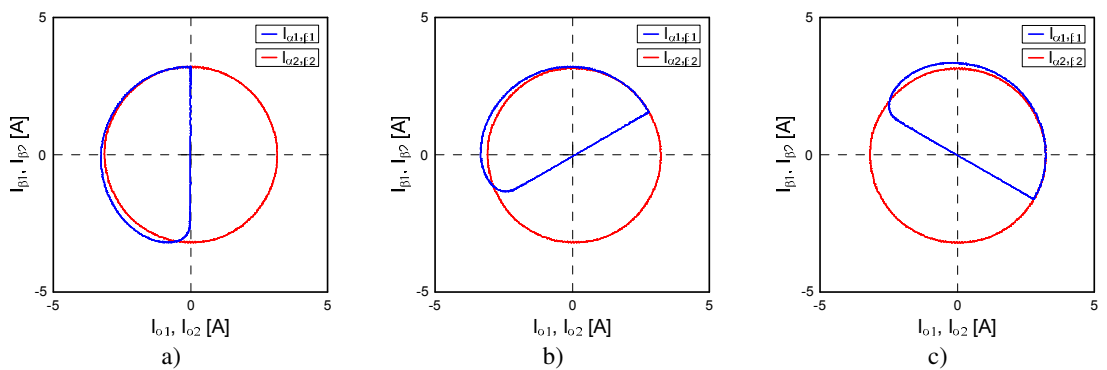


Figura 4.16 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes de fase para falha no rotor em função da carga: a) Vazio, b) Meia carga, c) Carga nominal.

b) Falhas no inversor

A Figura 4.17 apresenta os padrões das correntes de fase, para falhas do tipo circuito aberto nos vários semicondutores do inversor, para a estrela 1. A ocorrência de uma falha num semicondutor altera o padrão das correntes no plano $\alpha\beta$ de uma circunferência para uma semi-circunferência. A identificação do semicondutor com falha na respetiva estrela é obtida pela análise da orientação da respetiva semi-circunferência. Devido à ligação de neutros independentes na máquina, o padrão das correntes de fase da estrela 2 não sofre alteração em caso de uma falha num semicondutor da estrela 1



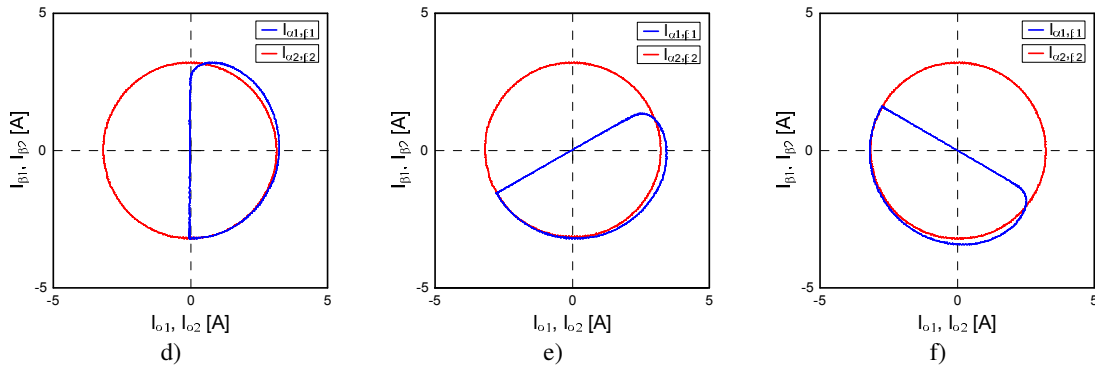


Figura 4.17 - Padrões nos planos $\alpha\beta$ das correntes de fase para falha nos semicondutores: a) S_{a1} , b) S_{b1} , c) S_{c1} , d) \bar{S}_{a1} , e) \bar{S}_{b1} , f) \bar{S}_{c1} .

Na Figura 4.18 apresentam-se os padrões das correntes de fase, em coordenadas $\alpha\beta$, para uma falha de fase (dois semicondutores do mesmo braço) ou falha de circuito aberto no enrolamento da máquina. As figuras 4.18 a) e b) ilustram os padrões para falhas de fase nas fases “ a_1 ” e “ a_2 ” das estrelas 1 e 2, respetivamente. A figura 4.18 c) ilustra o padrão obtido quando ocorrem falhas simultâneas nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ”.

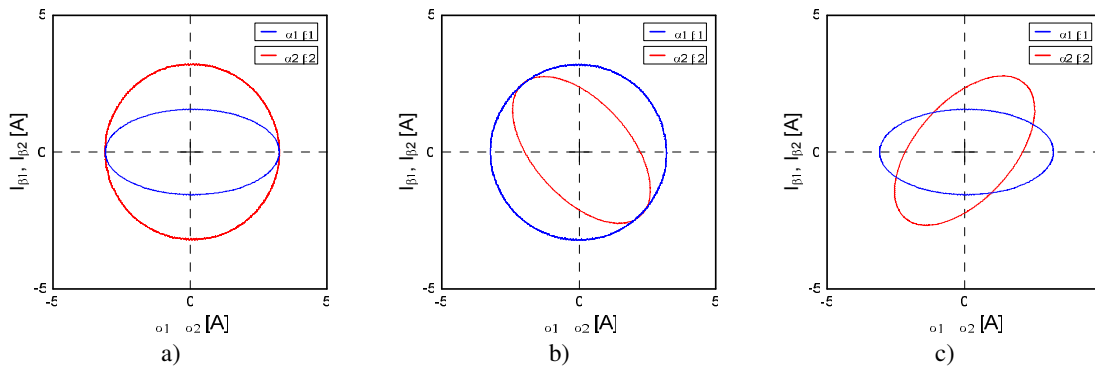


Figura 4.18 - Padrões das corrente de fase em coordenadas naturais para falha do tipo falta de fase: a) Falha de fase “ a_1 ”, b) Falha de fase “ a_2 ”, c) Falha de fase simultânea nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ”.

Os padrões característicos obtidos pelas correntes de fase em coordenadas $\alpha\beta$ apresentam o mesmo tipo de padrão que os obtidos a partir das correntes de fase em coordenadas naturais. Do ponto de vista da análise de padrões, não existe grande vantagem na utilização destes padrões uma vez que é necessário aplicar uma transformação de variáveis para os obter.

4.2.3 - Análise de Padrões das Correntes de Fase em Coordenadas dq

No âmbito do estudo dos diversos padrões característicos possíveis de obter a partir das correntes de fase, consideram-se agora as correntes de fase em coordenadas dq , de modo a comparar os novos padrões com os obtidos nas secções anteriores. Para tal procede-se à transformação de um referencial fixo para um referencial móvel e síncrono com a velocidade de rotação do rotor, ou seja, considerar-se uma transformação de variáveis $\alpha_i\beta_i$ para variáveis d_iq_i , com recurso à transformação de *Park* (4.11) para a máquina hexafásica de dupla estrela.

$$[T_2] = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) & 0 & 0 \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ 0 & 0 & -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Considerando o referencial dq síncrono com o rotor ($\omega t = \theta_R$), o vetor de corrente em coordenadas dq é expresso por (4.12), após a aplicação da matriz de *Park* $[T_2]$.

$$[I_{dq}] = [T_2][I_{\alpha\beta}] \quad (4.12)$$

As correntes i_d e i_q são as componentes do vetor espacial da corrente resultante, considerando um sistema de rotação de coordenadas na frequência fundamental. Na Figura 4.19 estão representadas graficamente as transformações descritas de variáveis $a_i b_i c_i$ para variáveis $d_i q_i$. Os dois sistemas trifásicos são convertidos nos dois sub-espacos $d_1 q_1$ e $d_2 q_2$ onde a componente homopolar não é considerada.

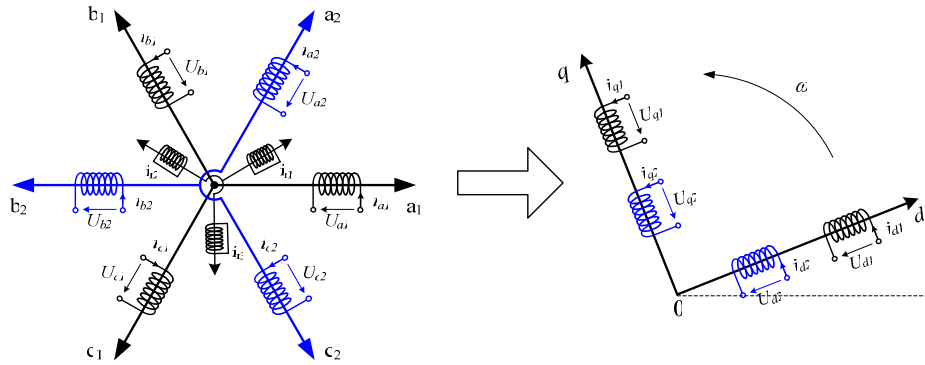


Figura 4.19 - Diagrama vetorial da transformação abc para dq da máquina hexafásica de duplo estator.

Considerando o referencial síncrono com o rotor, e para a máquina sem falha, as correntes de fase nas duas estrelas são equilibradas, as suas componentes no plano dq , por aplicação da matriz de transformação (4.11), apresentam a mesma amplitude e podem ser expressas pela equação (4.13), sendo a sua representação no plano dq caracterizada por um único ponto.

$$\begin{cases} i_{d1} = i_{d2} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{max} \sin(\varphi) \\ i_{q1} = i_{q2} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{max} \cos(\varphi) \end{cases} \quad (4.13)$$

a) Falhas na máquina de indução hexafásica

Nesta secção apresentam-se os vários padrões das correntes de fase de estator, em coordenadas dq , para a máquina em condição de falha de estator e de rotor.

a.1) Falhas de estator

Na presença de uma falha de estator, a máquina passa a poder ser considerada como uma carga desequilibrada, resultado das diferentes amplitudes que as correntes de fase assumem nesta condição. Como consequência, as componentes das correntes de fase $i_{\alpha 1,2}$ e $i_{\beta 1,2}$ para as estrelas 1 e 2, por aplicação da transformada de *Clarke*, têm também amplitudes distintas e são expressas pela equação (4.9). As correntes de fase do acionamento hexafásico, em

coordenada dq para condição de falha da máquina são assim expressas pela equação (4.14), dando origem a um padrão do tipo circunferência em coordenadas dq .

$$\begin{cases} i_{d1} = \frac{I_{\alpha1_{max}} + I_{\beta1_{max}}}{2} \text{sen}(-\varphi_{\alpha1}) + \frac{I_{\alpha1_{max}} - I_{\beta1_{max}}}{2} \text{sen}(2\omega t - \varphi_{\alpha1}) \\ i_{d2} = \frac{I_{\alpha2_{max}} + I_{\beta2_{max}}}{2} \text{sen}(-\varphi_{\alpha2}) + \frac{I_{\alpha2_{max}} - I_{\beta2_{max}}}{2} \text{sen}(2\omega t - \varphi_{\alpha2}) \\ i_{q1} = -\frac{I_{\alpha1_{max}} + I_{\beta1_{max}}}{2} \text{cos}(-\varphi_{\beta1}) + \frac{I_{\alpha1_{max}} - I_{\beta1_{max}}}{2} \text{cos}(2\omega t - \varphi_{\beta1}) \\ i_{q2} = -\frac{I_{\alpha2_{max}} + I_{\beta2_{max}}}{2} \text{cos}(-\varphi_{\beta2}) + \frac{I_{\alpha2_{max}} - I_{\beta2_{max}}}{2} \text{cos}(2\omega t - \varphi_{\beta2}) \end{cases} \quad (4.14)$$

Na Figura 4.20 são apresentados os padrões, no plano dq , das correntes de fase da estrela 1 da máquina em funcionamento com e sem falha de estator. Na ausência de falha, as componentes dq das correntes são constantes no tempo resultando a sua representação no plano dq num único ponto, conforme mostra a Figura 4.20 a). Quando existe falha, as componentes dq das correntes de fase variam no tempo com uma frequência dupla da frequência da rede, descrevendo a sua trajetória uma circunferência no plano dq . Verifica-se também que o aumento da severidade da falha origina um aumento do raio da circunferência, como mostram as Figuras 4.20 b) e c). Para a estrela 2 da máquina de indução hexafásica de duplo estator os padrões das correntes e fase obtidos em coordenadas dq são semelhantes aos obtidos no caso de falha na estrela 1.

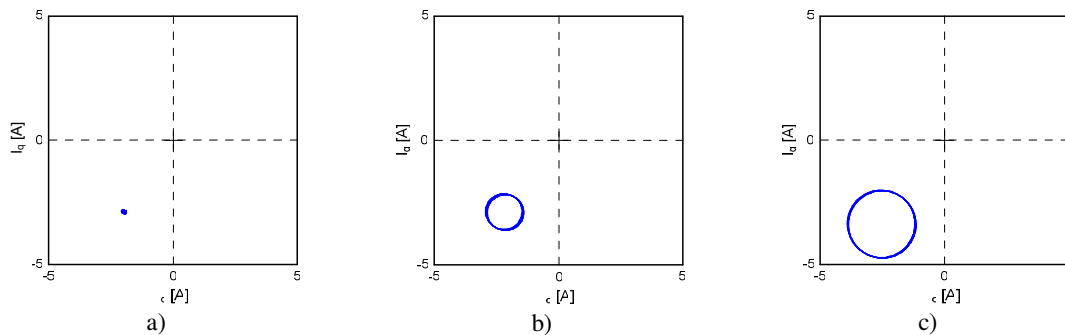


Figura 4.20 - Padrões no plano dq das correntes de fase para falha de estator em função da gravidade da falha: a) Sem falha $g_s = 1$, b) Com falha $g_s = 0,8$, c) Com falha $g_s = 0,6$.

a.2) Falhas de rotor

Quando existe uma falha de rotor na máquina, esta manifesta-se nas correntes de fase de estator através de uma modulação de baixa frequência, que pode ser representada matematicamente através da equação (4.15) onde $j = a, b, c$ e $i = 1, 2$.

$$I_{Sji}(t) = I_{1max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) [1 + I_{2max} \text{sen}(\omega_2 t)] \quad (4.15)$$

$$I_{Sji}(t) = I_{1max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) + I_{1max} I_{2max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) \text{sen}(\omega_2 t)$$

Aplicando a transformada de *Clarke*, $[T_{6D}(\alpha)]$ às correntes de fase de estator, obtém-se as correntes no referencial fixo $\alpha\beta$, expresso pela equação (4.16):

$$\begin{cases} i_{\alpha 1} = i_{\alpha 2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} I_{2max} \text{sen}(\omega_1 t - \varphi) \text{sen}(\omega_2 t) \\ i_{\beta 1} = i_{\beta 2} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} \cos(\omega_1 t - \varphi) - \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} I_{2max} \cos(\omega_1 t - \varphi) \text{sen}(\omega_2 t) \end{cases} \quad (4.16)$$

Por aplicação da transformada de *Park* (4.11) convertem-se as componentes das correntes de fase do referencial fixo para um referencial móvel dq , que gira de forma síncrona com o campo girante, sendo as componentes das correntes expressas nesse referencial pela equação (4.17).

$$\begin{cases} i_{d1} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} \text{sen}(\varphi) - \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} I_{2max} \text{sen}(\varphi) \text{sen}(\omega_2 t) \\ i_{q1} = -\sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} \cos(\varphi) - \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} I_{2max} \cos(\varphi) \text{sen}(\omega_2 t) \\ i_{d2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} \text{sen}(\varphi) - \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} I_{2max} \text{sen}(\varphi) \text{sen}(\omega_2 t) \\ i_{q2} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} \cos(\varphi) + \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1max} I_{2max} \cos(\varphi) \text{sen}(\omega_2 t) \end{cases} \quad (4.17)$$

Na Figura 4.21 apresentam-se os padrões das correntes de fase em coordenadas dq , obtidos através de resultados de simulação, para a máquina com falha de rotor e para vários níveis de severidade de falha. O aumento da severidade da falha resulta num aumento da amplitude e da frequência de modulação presente nas correntes de fase, que se manifesta por um aumento do comprimento do segmento de reta na sua representação no plano dq . O efeito de modulação de baixa frequência, consequência de falha de rotor, faz-se refletir-se de igual forma nas correntes de fase das estrelas 1 e 2.

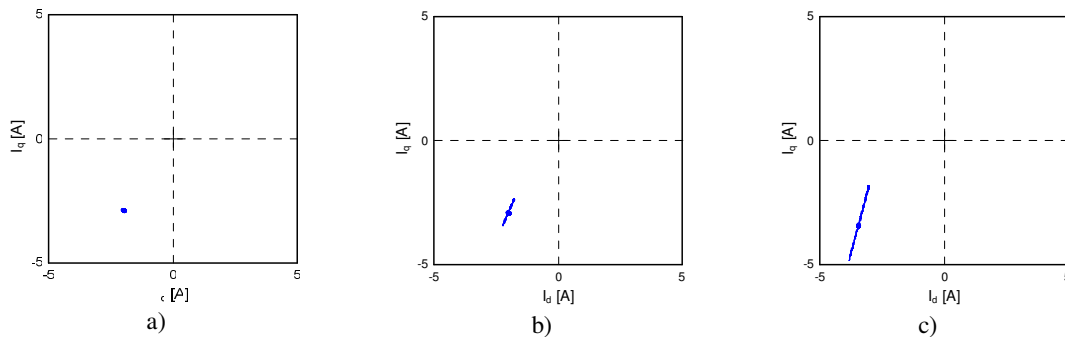


Figura 4.21 - Padrões no plano dq das correntes de fase para falha de rotor em função da gravidade da falha: a) Sem falha, b) Com falha $g_R = 3$, c) Com falha $g_R = 9$.

b) Falhas no inversor

A Figura 4.22 apresenta os padrões das correntes nas fases no plano dq , para funcionamento sem falha e com falha de circuito aberto num semicondutor ou no braço do inversor, para a estrela 1. Sem falha de semicondutor, o padrão obtido no plano dq é representado por um ponto, como ilustra a Figura 4.22 a). Quando ocorre uma falha de semicondutor em circuito aberto, o padrão obtido no plano dq passa a ser representado por uma circunferência, para qualquer dos semicondutores, superior ou inferior, e em qualquer das estrelas de estator. Este tipo de padrão, no plano dq , não permite identificar o semicondutor em falha ou de braço (ambos os semicondutores em falha). Para falha de braço ou de circuito aberto no enrolamento da máquina o padrão obtido a partir das correntes de fase é apresentado na Figura 4.22 c). Os padrões obtidos para as correntes de fase da estrela 2, em coordenadas dq , são semelhantes aos obtidos para a estrela 1 na condição de falha de semicondutor(es).

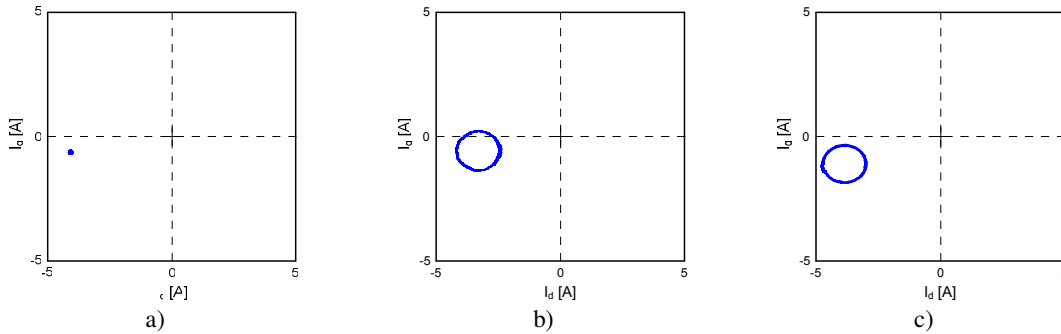


Figura 4.22 - Padrões das correntes de fase da estrela 1 no plano dq : a) Sem falha, b) Falha no semicondutor S_{a1} , c) Falha de braço ou falha de fase “ a_1 ”.

A representação dos padrões das correntes de fase em coordenadas dq leva também a padrões característicos de acordo com o tipo de falha, sendo que estes padrões são diferentes dos que se obtêm para as correntes de fase em coordenadas naturais ou em coordenadas $\alpha\beta$. É também possível detetar e diagnosticar falhas em acionamentos eletromecânicos, com máquina de indução hexafásica, através da análise dos padrões obtidos em coordenadas dq . A representação no plano dq do padrão obtido para as correntes de fase sem falha resulta num ponto. A falha de enrolamento de estator resulta numa circunferência, onde o raio varia com a severidade da falha, enquanto que na falha de rotor o padrão obtido é um segmento de reta, cujo comprimento dependente da severidade da falha. Quando a falha ocorre nos semicondutores do inversor o padrão obtido é uma circunferência.

4.2.4 – Síntese da Análise de Padrões das Correntes de Fase

Analisando os padrões obtidos a partir das correntes de fase do estator, nas suas representações em coordenadas naturais, $\alpha\beta$ e dq , é possível identificar a existência de padrões característicos relacionados com estado de funcionamento do acionamento (sem falha, falha de estator, de rotor ou de semicondutor). Deste modo, através da análise dos padrões característicos das correntes de fase é possível detetar e diagnosticar falhas nos acionamentos eletromecânicos.

Os padrões obtidos para as correntes de fase em coordenadas naturais permitem a deteção e o diagnóstico de falhas, quer na máquina quer no inversor, através do padrão característico e da sua orientação no espaço a três dimensões, sem necessidade de qualquer transformação de variáveis.

Analisando as correntes de fase em coordenadas $\alpha\beta$ obtém-se os mesmos tipos padrões quando comparados com os obtidos em coordenadas naturais. Apesar de se considerar um espaço de dimensões mais reduzidas, a necessidade de utilizar uma transformação de variáveis apresenta-se como uma desvantagem nesta abordagem.

A análise dos padrões das correntes de fase em coordenadas dq também permite a detecção e diagnóstico de falha através da análise de padrões característicos. Estes padrões diferem bastante dos resultantes das correntes de fase em coordenadas naturais ou em $\alpha\beta$, potenciando o desenvolvimento de algoritmos de detecção e diagnóstico alternativos.

Na Tabela 4.1 apresentam-se os tipos de padrões característicos das correntes de fase obtidos para as diferentes falhas em coordenadas naturais, $\alpha\beta$ e dq , identificados de acordo com a sua representação gráfica. No caso da máquina identifica-se um grupo onde os padrões típicos são do tipo circunferência, elipse e *donut* (coordenadas abc e $\alpha\beta$). Num outro grupo as representações gráficas obtidas são do tipo ponto, circunferência e segmento de (coordenadas dq). Para o inversor os padrões obtidos para as correntes de fase em condição de falha são também distintos para cada sistema de coordenadas. Os padrões das correntes de fase em coordenadas naturais, para falhas de semicondutor e de braço, têm como representação gráfica uma semi-circunferência e um segmento de reta e, em $\alpha\beta$, uma circunferência e uma elipse, respetivamente. Em coordenadas dq os padrões das correntes de fase na presença de falhas têm a mesma representação gráfica para ambas as falhas, ou seja uma circunferência.

Tabela 4.1 – Síntese dos padrões das correntes de fase em coordenadas naturais, $\alpha\beta$ e dq .

		Coordenadas abc	Coordenadas $\alpha\beta$	Coordenadas dq
Falha na máquina	Sem falha	Circunferência	Circunferência	Ponto
	Falha de estator	Elipse	Elipse	Circunferência
	Falha de rotor	<i>donut</i>	<i>donut</i>	Segmento reta
Falha no inversor	Sem falha	Circunferência	Circunferência	Ponto
	Falha de semicondutor	Semi-circunf.	Semi-circunf.	Circunferência
	Falha de braço	Segmento reta	Elipse	Circunferência

4.3 – Deteção e Diagnóstico de Falhas na Máquina de Indução Hexafásica

No seguimento do exposto na secção anterior, relativamente à análise de padrões em coordenadas naturais, $\alpha\beta$ e dq , nesta secção serão propostos dois métodos de deteção e diagnóstico para falhas elétricas na máquina de indução hexafásica de duplo estator, nomeadamente falhas de estator e rotor, baseados na análise dos padrões das correntes de fase. Estes métodos têm como objetivo a deteção e diagnóstico de falhas na máquina em diversas condições de carga e a apresentação de informação adicional relativamente à severidade da falha. Os dois métodos terão em conta os padrões típicos associados a cada um dos dois grupos de padrões identificados na tabela anterior. O primeiro método baseia-se na análise geométrica das componentes principais das correntes de fase (em coordenadas abc ou $\alpha\beta$), sendo que o segundo utiliza a trajetória do centro de massa das correntes de fase no plano dq .

4.3.1 – Método de Deteção e Diagnóstico por utilização da Análise Geométrica das Componentes Principais

Do exposto na secção 4.2, a análise dos padrões das correntes de fase em coordenadas naturais, permite a deteção e diagnóstico de falhas nos acionamentos eletromecânicos. Nesta secção, é proposto um método de deteção e diagnóstico baseado na análise geométrica das componentes principais das correntes de fase em coordenadas naturais. Este método é também bem adaptado à análise dos padrões obtidos em coordenadas $\alpha\beta$ (uma vez que os padrões típicos são idênticos), no entanto a necessidade de considerar uma transformação de variáveis leva a restringir esta análise ao sistema de coordenadas naturais.

Por forma a clarificar alguns conceitos e definições estatísticas consideradas na análise das componentes principais, apresentam-se de seguida algumas destas definições:

- Desvio padrão, σ : mede a distância média entre os pontos de uma amostra e a sua média, ou seja, permite avaliar a dispersão dos dados em torno da média;
- Variância, $Var(X)$: é a média aritmética dos quadrados dos desvios de cada valor em relação à média, isto é, fornece informação sobre a dispersão dos dados em torno da média;..

- Covariância, $Cov(X,Y)$: fornece uma medida não padronizada do grau de relação entre as variáveis ao longo do tempo, ou seja, mede a dependência linear entre as observações de duas variáveis aleatórias;
- A correlação, ρ_{XY} , é uma medida padronizada da relação entre duas variáveis, ou seja, é a versão padronizada da covariância. Esta padronização torna-se necessária quando os dados apresentam diferentes amplitudes.

A análise de componentes principais (*PCA - Principal Component Analysis*) é uma técnica estatística utilizada para reduzir a dimensão de um conjunto de dados onde existe um grande número de variáveis inter-relacionadas, mantendo, tanto quanto possível o máximo de informação (variância) presente nos dados originais. Essa redução consiste na transformação de um conjunto de variáveis correlacionadas entre si num novo conjunto mais reduzido de variáveis não correlacionadas (ortogonais), designadas por componentes principais, que resultam de combinações lineares do conjunto de variáveis original. As componentes principais são calculadas por ordem decrescente de importância, isto é, as primeiras guardam a maior parte da informação (variância) presente nas variáveis originais, sendo a última componente principal a que menor contribuição dá para a variância total dos dados iniciais.

A análise das componentes principais não tem como objetivo explicar as correlações entre as variáveis, mas sim, encontrar relações entre as variáveis originais que expliquem o máximo possível da variação dos dados para que seja possível a sua descrição e redução.

Algebricamente, as componentes principais representam combinações lineares de n variáveis aleatórias $\{X_1, X_2, \dots, X_n\}$. Assim, considerando o vetor aleatório $X^T = [X_1, X_2, \dots, X_n]$ uma amostra de uma população com os valores próprios $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n \geq 0$, então, as componentes principais $\{CP_1, CP_2, \dots, CP_n\}$ são as combinações lineares não correlacionadas, expressas pela equação (4.18), cujas variâncias são tão elevadas quanto possível.

$$\begin{cases} CP_1 = \bar{e}_1^T \bar{X} = e_{11} X_1 + e_{12} X_2 + \dots + e_{1n} X_n \\ CP_2 = \bar{e}_2^T \bar{X} = e_{21} X_1 + e_{22} X_2 + \dots + e_{2n} X_n \\ \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \ddots \quad \quad \quad \vdots \\ CP_n = \bar{e}_n^T \bar{X} = e_{n1} X_1 + e_{n2} X_2 + \dots + e_{nn} X_n \end{cases} \quad (4.18)$$

Geometricamente, as componentes principais $\{CP_1, CP_2, \dots, CP_n\}$ representam os eixos do novo sistemas de coordenados, obtido por rotação do sistema de coordenadas original de eixos representados pelas variáveis originais $\{X_1, X_2, \dots, X_n\}$. A informação contida no conjunto das n componentes principais, corresponde àquela contida no conjunto completo de todas as variáveis originais, em que os novos eixos de direções ortogonais definem a máxima variabilidade dos dados originais, como se apresenta na Figura 4.23. Esta mostra a representação geométrica para duas variáveis X_1 e X_2 e respectivas componentes principais CP_1 e CP_2 , obtidas por rotação do sistema de coordenadas originais. A primeira componente principal situa-se ao longo do eixo da elipse na direção da máxima variância; a segunda componente principal situa-se ao longo do eixo da elipse na direção da variância mínima. O contorno circular da elipse indica que a variação amostral é homogênea em todas as direções.

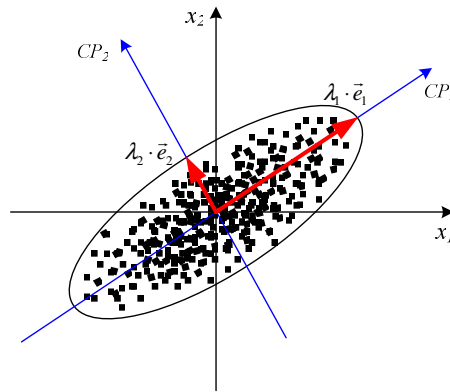


Figura 4.23 - Representação geométrica das componentes principais.

As n -variáveis originais geram, através de suas combinações lineares, n -componentes principais, cuja principal característica, para além da sua ortogonalidade, é serem obtidas por ordem decrescente de máxima variância. Assim, a primeira componente principal, CP_1 ,

detém mais informação estatística que a segunda, CP_2 , que por sua vez tem mais informação estatística que a terceira, CP_3 , e assim sucessivamente. No entanto, é comum obter nas duas ou três primeiras componentes principais a quase totalidade da informação presente nas variáveis originais.

Para o cálculo das componentes principais, é necessário definir a matriz de covariância, $Cov(X,Y)$, ou a matriz de correlação, $\rho_{X,Y}$, calcular os valores próprios e respetivos vetores próprios associados e, por fim, escrever as componentes principais, que são as novas variáveis geradas a partir de combinações lineares das variáveis originais. Considerando ainda o exemplo da Figura 4.23, a primeira componente principal, CP_1 , corresponde ao eixo maior da elipse, que representa a direção de maior variância e comprimento proporcional a λ_1 . A segunda componente principal, CP_2 , corresponde ao eixo menor que é perpendicular ao primeiro e de comprimento proporcional a λ_2 , (Viccini, 2005).

Na Figura 4.24 são apresentadas a representação geométrica das componentes principais das correntes de fase de estator, no plano a 45° com os eixos do espaço a três dimensões, para as diferentes condições de funcionamento da máquina de indução. No caso de operação sem falha, como se apresenta na Figura 4.24 a), obtêm-se duas componentes principais (a terceira é nula) às quais estão associados valores próprios iguais e constantes no tempo. No caso de uma falha de rotor, apresentada na Figura 4.24 b), os valores próprios, apesar de iguais, não se apresentem constantes ao longo do tempo. Tal deve-se ao facto de a modulação de baixa frequência presente nas correntes de estator originar um padrão do tipo donut variável no tempo, isto é, obtido a partir da sobreposição temporal de várias circunferências sucessivas de raio variável. No caso de falha de estator, ver Figura 4.24 c), os valores próprios são diferentes devido à forma elíptica do padrão típico obtido.

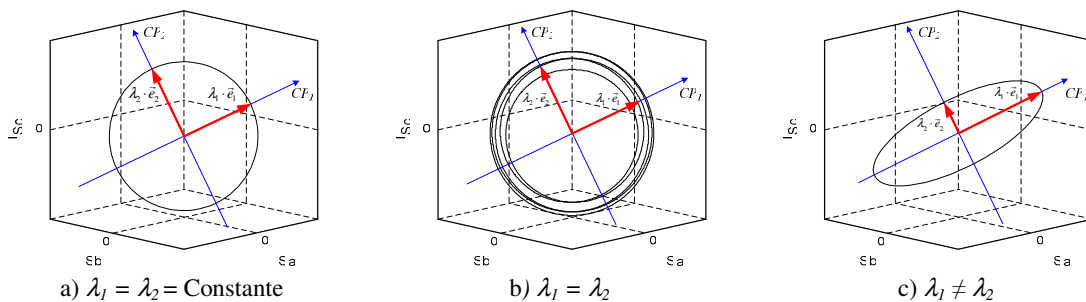


Figura 4.24 - Representação geométrica das componentes principais de acordo com o tipo de falha: a) Sem falha, b) Falha de rotor, c) Falha de estator.

O método de deteção e diagnóstico de falhas na máquina de indução proposto é assim baseado na análise geométrica das componentes principais dos padrões das correntes das fases, utilizando os respetivos valores e vetores próprios. O algoritmo de deteção e identificação de falhas na máquina, apresentado no fluxograma da Figura 4.25, baseia-se nos seguintes passos:

- Aquisição das correntes das seis fases de estator da máquina;
- Cálculo dos valores próprios (λ_{1j} e λ_{2j}) e dos respetivos vetores próprios (\vec{e}_{1j} e \vec{e}_{2j}) das correntes adquiridas em cada estela de estator, onde $j = 1,2$ representa essa estrela;
- Análise dos valores próprios para deteção e identificação do tipo de falha na máquina:
 - Se, $\lambda_{1j} = \lambda_{2j} = \text{valor constante}$: máquina em funcionamento sem falha;
 - Se, $\lambda_{1j} = 0$ ou $\lambda_{2j} = 0$: máquina com falha de falta de fase;
 - Se, $\lambda_{1j} = \lambda_{2j} \neq \text{valor constante}$: máquina com falha de rotor;
 - Se, $\lambda_{1j} \neq \lambda_{2j}$: máquina com falha de estator na estrela j ;
- Análise dos vetores próprios para identificação da fase/enrolamento em falha, no caso de falha de estator. As coordenadas do vetor próprio, \vec{e}_1 , associado ao maior valor próprio, λ_1 , identificam a fase onde existe a falha;
- Cálculo do índice de severidade, em caso de falha.

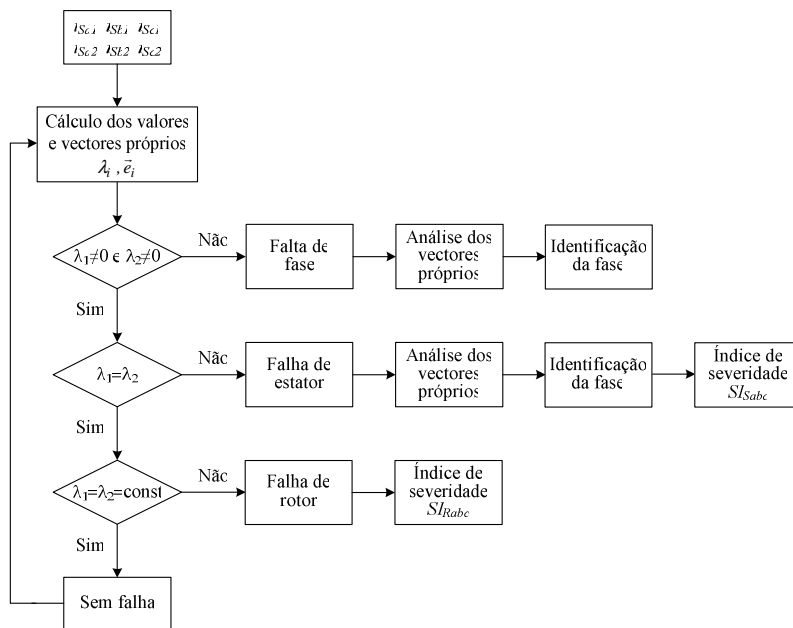


Figura 4.25 - Fluxograma do algoritmo de detecção e diagnóstico de falha pela análise das correntes principais das correntes de fase.

No caso de falha de estator ($\lambda_{1j} \neq \lambda_{2j}$), é analisado o vetor próprio associado ao maior valor próprio por forma a identificar a fase em falha. Sendo este vetor próprio dado por $\bar{e}_{1j} = c_{p1j} i_{Saj} + c_{p2j} i_{Sbj} + c_{p3j} i_{Scj}$, onde os coeficientes do vetor próprio são representados por c_{pij} , a identificação de fase com fase é obtida a partir do maior coeficiente c_{pij} .

Com o objetivo de quantificar a severidade da falha foi definido um índice de severidade de falha para falhas de estator, SI_{Sabc} , expresso pela equação (4.19), onde λ_{1j} e λ_{2j} representam o primeiro e segundo valor próprio de cada estrela de estator, respetivamente. Para funcionamento da máquina sem falha, $\lambda_{1j} = \lambda_{2j}$, o índice de severidade é nulo. Quando existe falha, o índice de severidade assume um valor diferente de zero, valor esse que aumenta com a gravidade da falha. O índice de severidade de falha para falhas de rotor, SI_{Rabc} , será apresentado mais adiante quando for apresentada a aplicação do algoritmo a falhas de rotor.

$$SI_{Sabcj} = 1 - \frac{\lambda_{2j}}{\lambda_{1j}} \quad (4.19)$$

Para o cálculo das componentes principais torna-se necessário definir a matriz de covariância (Jolliffe, 2002). No caso da máquina de indução de dupla estrela de estator, a mesma é construída a partir de duas matrizes de correntes de fase $[I_{Sj}]_{N \times n}$, uma para cada estrela, formada por N amostras ou observações (correspondentes às N linhas de $[I_{Sj}]$) das $n = 3$ correntes de fase (3 colunas de $[I_{Sj}]$), como se apresenta na equação (4.20), onde j representa as estrelas 1 e 2 respetivamente.

$$[I_{Sj}] = \begin{bmatrix} i_{Saj_1} & i_{Sbj_1} & i_{Scj_1} \\ i_{Saj_2} & i_{Sbj_2} & i_{Scj_2} \\ i_{Scj_3} & i_{Sbj_3} & i_{Scj_3} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ i_{Saj_N-1} & i_{Sbj_N-1} & i_{Scj_N-1} \\ i_{Saj_N} & i_{Sbj_N} & i_{Scj_N} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

A matriz de correlação $[A_j]$ é assim obtida a partir da matriz de correntes $[I_{Sj}]$ por aplicação da equação (4.21).

$$[A_j]_{n \times n} = [I_{Sj}]_{n \times N}^T \cdot [I_{Sj}]_{N \times n} \quad (4.21)$$

Para a matriz quadrada A_j , sobre o conjunto dos números reais, diz-se que um escalar $\lambda_j \in \mathfrak{R}$ é um valor próprio de A_j , se existe um vetor não nulo $\vec{e}_j \in \mathfrak{R}$ que verifique a condição expressa pela equação (4.22). Os vetores próprios são calculados pela substituição dos respectivos valores próprios na equação (4.22). Como existem vários vetores que satisfazem a equação, utilizam-se vetores próprios normalizados ($e_{ij}^T \cdot e_{ij} = 1$).

$$A_j \vec{e}_{ij} = \lambda_{ij} \vec{e}_{ij} \quad (4.22)$$

De seguida são apresentados resultados de simulação e ensaios experimentais do algoritmo de detecção e diagnóstico de falhas na máquina de indução hexafásica baseado na análise geométrica das componentes principais das correntes de fase de estator.

Nos resultados de simulação foi usado o modelo matemático para a máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator, com neutros independentes, apresentado no capítulo 3, que permite a simulação da máquina com vários tipos de falhas e de graus de severidade.

Os resultados experimentais foram obtidos num protótipo experimental apresentado na Figura 4.26 b), construído para o efeito, constituído por uma máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator e uma fonte de alimentação de seis fases, como se apresenta na Figura 4.26 a). Tal como já referido a fonte de alimentação de seis fases pode ser realizada por um transformador de potência trifásico, com dois enrolamentos secundários por fase, como mostra a Figura 4.26 a), ou através de um inversor hexafásico do tipo fonte de tensão, como anteriormente apresentado na Figura 4.1 a).

A máquina de indução hexafásica foi especialmente concebida com vários pontos de acesso aos enrolamentos de estator, sendo estabelecidos um conjunto de terminais das bobinas, numerados de 1 a 48 como se apresenta na Figura 4.26 c), de forma a simular falhas de circuito aberto ou curto-circuito entre espiras. Para a aquisição das correntes de fase de

estator foi utilizado um sistema de aquisição dados desenvolvido na plataforma *LabVIEW*, constituído por um DAQ (*Data Acquisition*) de 8 entradas analógicas, 14 bits de resolução e frequência de amostragem de 8 kHz. As correntes de fase de estator foram observadas com recurso a seis sensores de corrente de efeito de *Hall*.

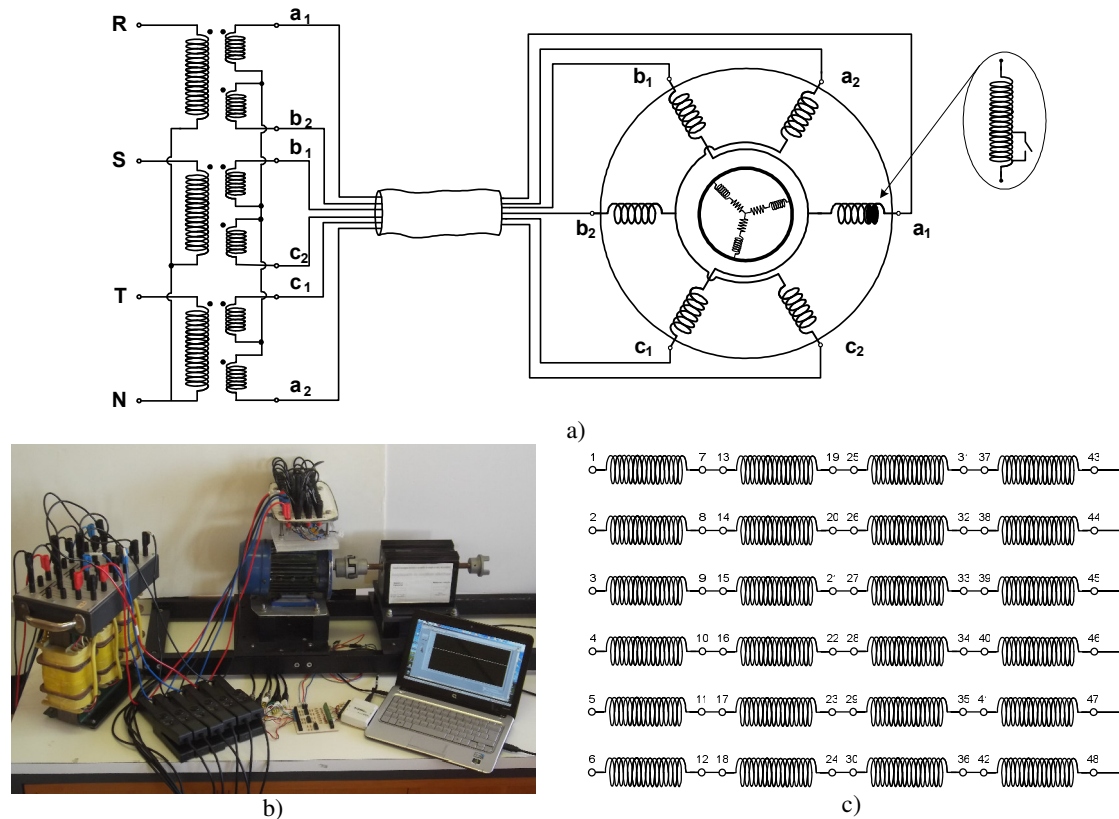


Figura 4.26 - Montagem experimental: a) Diagrama, b) Fotografia, c) Ligações dos enrolamentos.

a) Aplicação do Algoritmo baseado na Análise Geométrica das Componentes Principais na situação Sem Falha

Para a máquina utilizada nos ensaios experimentais, dupla estrela no estator com neutros independentes, as correntes de fase podem ser representadas em dois conjuntos de padrões obtidos a partir de cada estrela. Como visto anteriormente, a partir do cálculo das componentes principais, e considerando apenas os valores próprios e respetivos vetores próprios que contenham a maioria da informação relativa às correntes de fase de estator, é possível concluir sobre a existência ou não de falhas nos enrolamentos da máquina e identificar a fase de estator em que esta ocorre.

Na Tabela 4.2 apresentam-se resultados de simulação e experimentais para o funcionamento da máquina sem falha, por aplicação do algoritmo apresentado na Figura 4.25. Verifica-se que, quer nos resultados de simulação quer nos ensaios experimentais, os valores próprios obtidos são semelhantes ($\lambda_{1j} \approx \lambda_{2j}$) o que corresponde ao funcionamento da máquina sem falha, com o índice de severidade nulo, $SI_{abc1} = SI_{abc2} = 0$. A diferença existente entre os valores próprios λ_{1j} e λ_{2j} , nos resultados experimentais, pode ser justificada pelas assimetrias na máquina devido à sua bobinagem e por erros introduzidos pelo sistema de aquisição de dados.

Tabela 4.2 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para máquina sem falha.

	Simulação				Experimental			
	Vetores próprios		Valores próprios		Vetores próprios		Valores próprios	
	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}
Estrela 1	-0,0700 i_{Sa1}	-0,8135 i_{Sa1}	3,8102	3,8103	0.8107 i_{Sa1}	-0.0416 i_{Sa1}	3.2680	3.0983
	-0,6695 i_{Sb1}	0,4673 i_{Sb1}			-0.4439 i_{Sb1}	-0.6940 i_{Sb1}		
	0,7395 i_{Sc1}	0,3462 i_{Sc1}			-0.3817 i_{Sc1}	0.7188 i_{Sc1}		
Estrela 2	-0,7831 i_{Sa2}	0,2312 i_{Sa2}	3.8458	3.8458	0.6822 i_{Sa2}	-0.4429 i_{Sa2}	3,2803	3,0717
	0,1913 i_{Sb2}	-0,7938 i_{Sb2}			-0.7291 i_{Sb2}	-0.3522 i_{Sb2}		
	0,5918 i_{Sc2}	0,5625 i_{Sc2}			0.0550 i_{Sc2}	0.8245 i_{Sc2}		

Na Figura 4.27 apresentam-se as formas de onda, bem como os padrões no plano a três dimensões das correntes de estator da máquina sem falha, obtidos por simulação e experimentalmente.

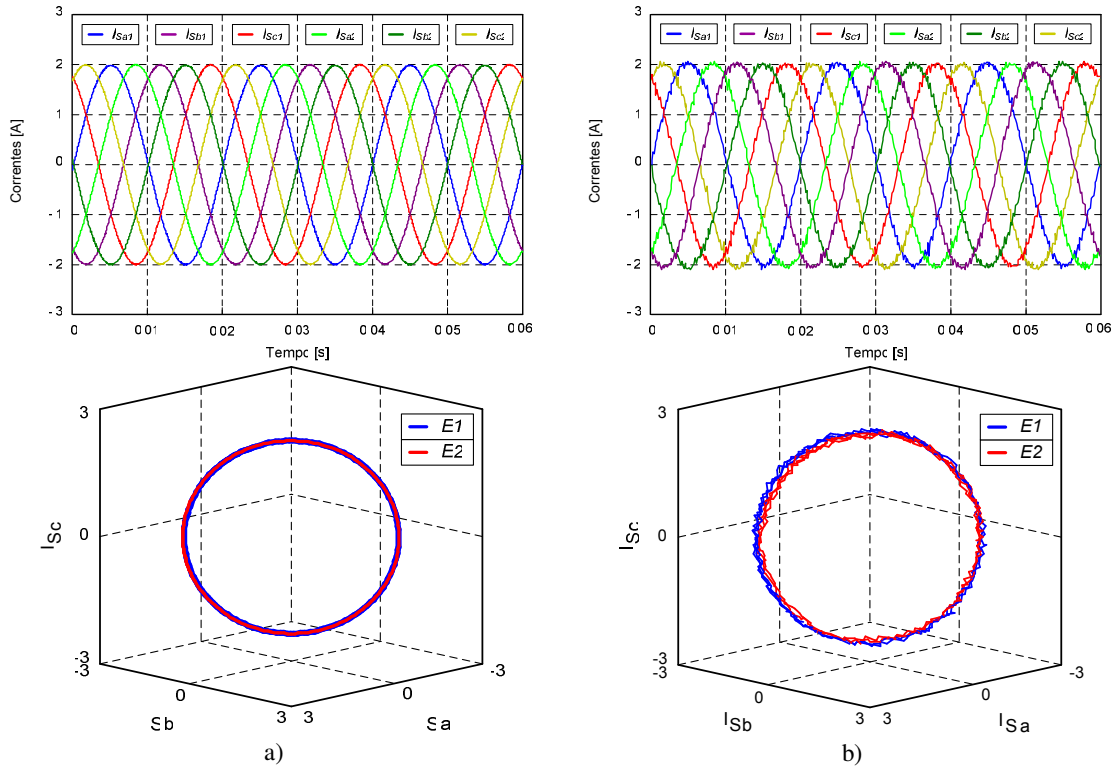


Figura 4.27 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões da máquina sem falha: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

b) Aplicação do Algoritmo baseado na Análise Geométrica das Componentes Principais na situação de Falha no enrolamento de fase “a₁”

Os valores próprios, e respetivos vetores próprios, para uma situação de falha do tipo curto-circuito entre espiras de uma fase da máquina são apresentados na Tabela 4.3, por aplicação do algoritmo baseado na análise geométrica das componentes principais. Na estrela 1, os valores próprios são diferentes ($\lambda_{11} \neq \lambda_{21}$), o que indica a existência de falha de fase nesta estrela. Após análise do respetivo vetor próprio ($\vec{e}_{11} = -0,8135 i_{Sa1} + 0,4673 i_{Sb1} + 0,3462 i_{Sc1}$), verifica-se que a falha é na fase “a₁”, uma vez que para o vetor próprio \vec{e}_{11} o coeficiente c_{p11} apresenta o maior valor. Relativamente à estrela 2 os valores próprios são iguais e constantes ($\lambda_{12} = \lambda_{22} = \text{constante}$), indicando a ausência de falha nesta estrela da máquina. Os índices de severidade para a falha de estator em cada estrela são $SI_{abc1} = 0,33$ e $SI_{abc2} \approx 0$.

Tabela 4.3 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para máquina com falha do tipo curto-circuito entre espiras na fase “a₁”.

	Simulação				Experimental			
	Vetores próprios		Valores próprios		Vetores próprios		Valores próprios	
	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}
Estrela 1	$-0,0700 i_{Sa1}$ $-0,6695 i_{Sb1}$ $0,7395 i_{Sc1}$	$-0,8135 i_{Sa1}$ $0,4673 i_{Sb1}$ $0,3462 i_{Sc1}$	5,7503	3,8403	$-0,0988 i_{Sa1}$ $-0,6373 i_{Sb1}$ $0,7642 i_{Sc1}$	$-0,8013 i_{Sa1}$ $0,5064 i_{Sb1}$ $0,3187 i_{Sc1}$	7,0186	3,0515
Estrela 2	$-0,7831 i_{Sa2}$ $0,1913 i_{Sb2}$ $0,5918 i_{Sc2}$	$0,2312 i_{Sa2}$ $-0,7938 i_{Sb2}$ $0,5625 i_{Sc2}$	3,8258	3,8453	$-0,3806 i_{Sa2}$ $-0,4364 i_{Sb2}$ $0,8153 i_{Sc2}$	$0,7266 i_{Sa2}$ $-0,6864 i_{Sb2}$ $-0,0282 i_{Sc2}$	3,3625	3,0275

Na Figura 4.28 apresentam-se resultados simulação e experimentais das correntes de estator e respetivo padrão no plano a três dimensões quando existe uma falha do tipo curto-circuito entre espiras num enrolamento de uma fase da máquina. Verifica-se uma alteração no padrão das correntes de fase na estrela onde ocorre a falha, com o aparecimento de uma elipse associada à estrela 1. Na segunda estrela, o padrão circunferência não sofreu alteração.

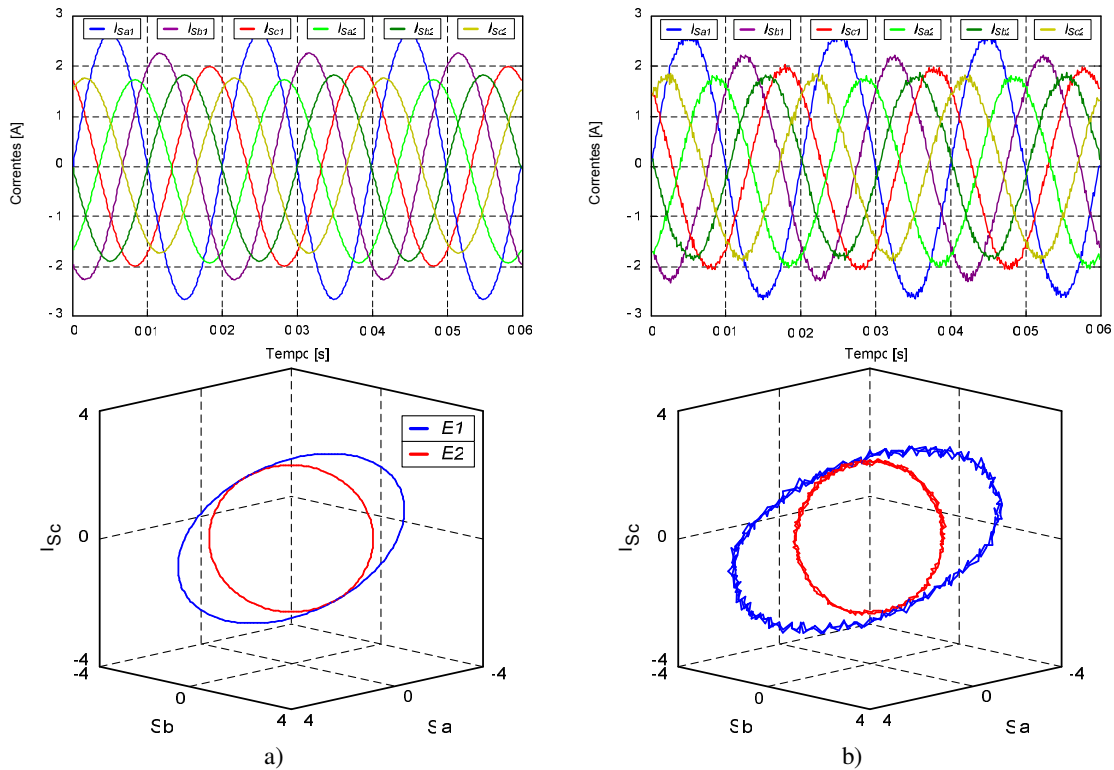


Figura 4.28 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões para falha de curto circuito entre espiras do enrolamento da fase “a₁”: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

c) Aplicação do Algoritmo baseado na Análise Geométrica das Componentes Principais na situação de Falhas simultânea nos enrolamentos de fase “a₁” e “b₂”

A Tabela 4.4 apresenta os valores próprios e respetivos vetores próprios para uma dupla falha do tipo curto-circuito entre espiras, nos enrolamentos das fases “a₁” ($g_{Sa1} = 0,8$) e “b₂” ($g_{Sb2} = 0,6$) (fase “a” da estrela 1 e fase “b” da estrela 2) da máquina. Nesta situação, os valores próprios de ambas as estrelas são diferentes ($\lambda_{11} \neq \lambda_{21}$ e $\lambda_{12} \neq \lambda_{22}$), indicando a existência de falha de fase de estator em cada uma das estrelas. Por análise dos coeficientes dos respetivos vetores próprios ($\vec{e}_{11} = -0,8033 i_{Sa1} + 0,528 i_{Sb1} + 0,2752 i_{Sc1}$ e $\vec{e}_{12} = -0,3332 i_{Sa2} + 0,8122 i_{Sb2} + 0,4789 i_{Sc2}$) verifica-se que a estrela 1 apresenta uma falha na fase “a₁” (no vetor próprio \vec{e}_{11} o coeficiente cp_{11} apresenta o valor maior) e que a estrela 2 apresenta uma falha na fase “b₂” (no vetor próprio \vec{e}_{12} o coeficiente cp_{12} apresenta o valor maior).

Tabela 4.4 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para máquina com falha nas fases “a₁” e “b₂”.

	Simulação				Experimental			
	Vetores próprios		Valores próprios		Vetores próprios		Valores próprios	
	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}
Estrela 1	-0,1460 i_{Sa1} -0,6227 i_{Sb1} 0,7687 i_{Sc1}	-0.8033 i_{Sa1} 0.5281 i_{Sb1} 0.2752 i_{Sc1}	7,7898	2,8086	-0,0988 i_{Sa1} -0,6373 i_{Sb1} 0,7642 i_{Sc1}	-0,8013 i_{Sa1} 0,5064 i_{Sb1} 0,3187 i_{Sc1}	7,0186	3,0515
Estrela 2	-0.7454 i_{Sa2} 0,0841 i_{Sb2} 0.6613 i_{Sc2}	0.3332 i_{Sa2} -0.8122 i_{Sb2} 0.4789 i_{Sc2}	9,6641	2,8530	-0,3806 i_{Sa2} -0,4364 i_{Sb2} 0,8153 i_{Sc2}	0,4266 i_{Sa2} -0,7864 i_{Sb2} -0,2082 i_{Sc2}	9,3625	3,0275

Na Figura 4.29 apresentam-se os resultados de simulação e experimentais das correntes de estator e respetivo padrão no plano a três dimensões, para a condição de falha nos enrolamentos das fases “a₁” ($g_{Sa1} = 0,8$) e “b₂” ($g_{Sb2} = 0,6$) de estator da máquina. O índice de severidade para cada uma das estrelas é de $SI_{abc1} = 0,64$ e $SI_{abc2} = 0,70$, respetivamente. Como se pode verificar pela observação dos padrões das correntes de fase obtidos para cada

uma das estrelas de estator, Figura 4.29, a severidade da falha da reflete-se no comprimento do eixo maior da elipse padrão em condição de falha.

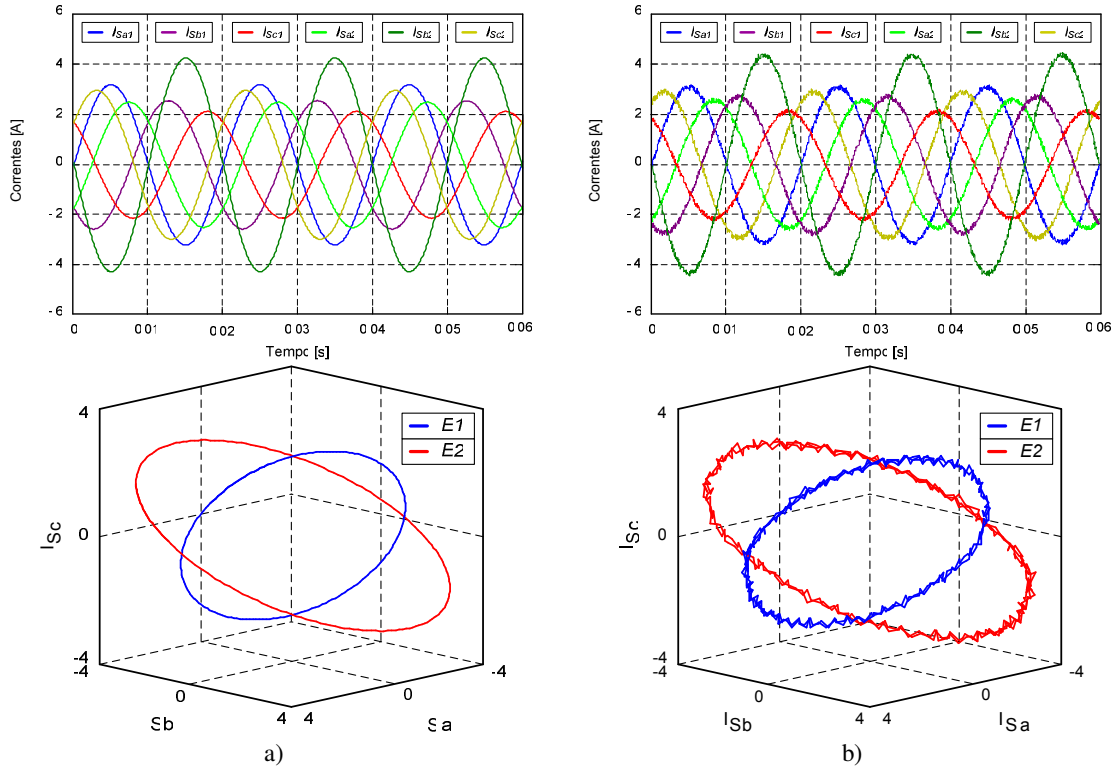


Figura 4.29 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões para falha, de curto circuito entre espiras, simultaneamente nos enrolamentos das fases “a₁” e “b₂”:
 a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

d) Aplicação do Algoritmo baseado na Análise Geométrica das Componentes Principais na situação de Falha de fase ou circuito aberto

Na Tabela 4.5 apresentam-se os valores próprios e respetivos vetores próprios para uma falha do tipo circuito aberto na fase “b₁“. Nesta condição, os valores próprios são diferentes na estrela 1 de estator ($\lambda_{11} \neq \lambda_{21}$), com $\lambda_{21} = 0$, o que corresponde à falta de uma fase ou falha de fase. Pela análise dos respetivos vetores próprios $\vec{e}_{11} = -0,0003 i_{Sa1} - 0,7371 i_{Sb1} + 0,6758 i_{Sc1}$ identifica-se a fase “b₁“ com falha. Na segunda estrela os valores próprios mantêm-se iguais ($\lambda_{12} = \lambda_{22}$) pela ausência de falha nesta estrela. Os índices de severidade para a falha de falta de fase são: $SI_{abc1} = 1$ na estrela 1 com falha e $SI_{abc2} \approx 0$ na estrela 2 sem falha.

Tabela 4.5 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para máquina com falha do tipo circuito aberto na fase “ b_1 ”.

	Simulação				Experimental			
	Vetores próprios		Valores próprios		Vetores próprios		Valores próprios	
	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}
Estrela 1	$0,5781 i_{Sa1}$ $0,5618 i_{Sb1}$ $0,6213 i_{Sc1}$	$0,0003 i_{Sa1}$ $-0,7371 i_{Sb1}$ $0,6758 i_{Sc1}$	3,2853	0,0006	$0,5780 i_{Sa1}$ $0,5516 i_{Sb1}$ $0,6013 i_{Sc1}$	$0,0074 i_{Sa1}$ $-0,8177 i_{Sb1}$ $0,5538 i_{Sc1}$	3,5853	0,0015
Estrela 2	$0,7164 i_{Sa2}$ $-0,4187 i_{Sb2}$ $-0,5581 i_{Sc2}$	$0,3929 i_{Sa2}$ $0,4234 i_{Sb2}$ $-0,8163 i_{Sc2}$	3,6439	3,5817	$0,7695 i_{Sa2}$ $-0,6133 i_{Sb2}$ $-0,1781 i_{Sc2}$	$0,2503 i_{Sa2}$ $0,5462 i_{Sb2}$ $-0,7994 i_{Sc2}$	3,9649	3,8917

Na Figura 4.30 apresentam-se os resultados de simulação e experimentais das correntes de estator e respetivo padrão no plano a três dimensões, para falha do tipo circuito aberto na fase ou falha de fase “ b_1 ”. Sendo que a máquina não tem condutor de neutro, a falta de uma fase tem como consequência as restantes ficarem em oposição de fase, obtendo-se como padrão das correntes de fase, num referencial de coordenadas naturais, um segmento de reta cuja orientação do eixo permite identificar a fase em falha.

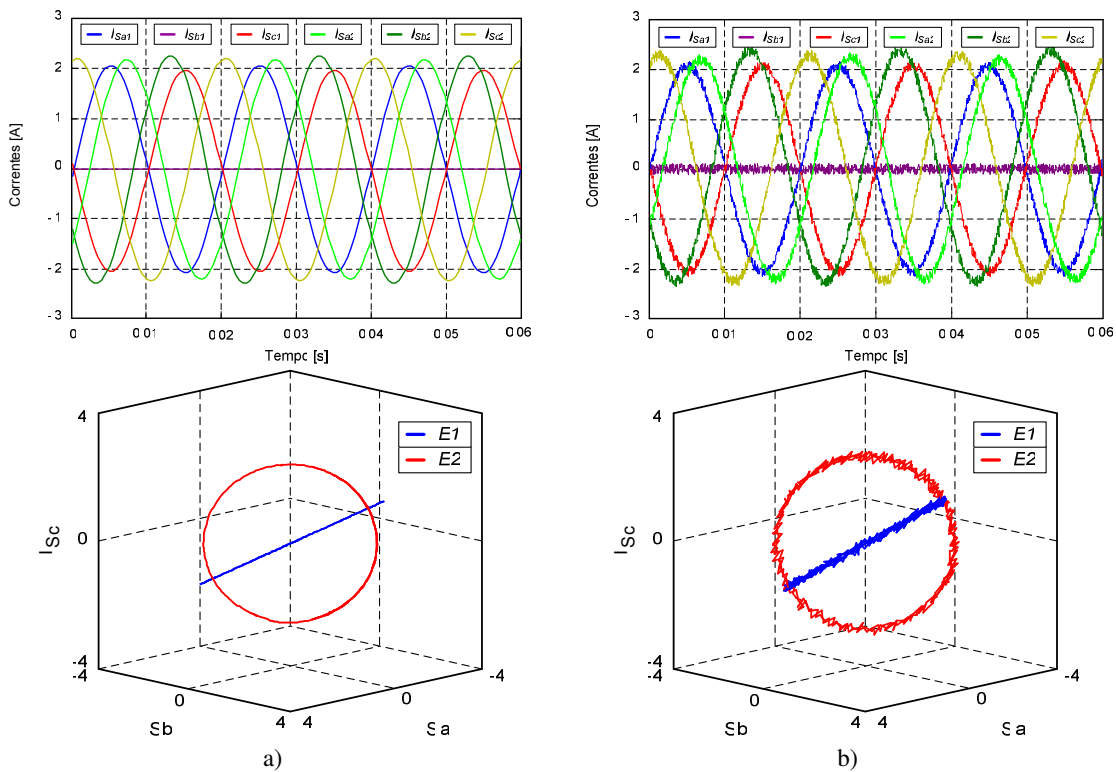


Figura 4.30 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões para uma falha de fase “ b_1 ”: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

e) Aplicação do Algoritmo baseado na Análise Geométrica das Componentes Principais na situação de Falha de rotor

A modulação de baixas frequência presente nas correntes de fase de estator, devido à presença de falha de rotor, resulta em valores próprios iguais mas variáveis no tempo, assumindo diferentes valores conforme a amostra de correntes de fase usadas no seu cálculo. Assim, para que o algoritmo de deteção possa identificar a presença de falha de rotor, os respetivos valores próprios, são calculados ao longo do tempo por recurso a uma janela deslizante, como se mostra na Figura 4.31 a). A Figura 4.31 b) apresenta a evolução dos valores próprios para 20 posições consecutivas da janela deslizante, onde cada posição corresponde a um ciclo (período) da corrente de fase.

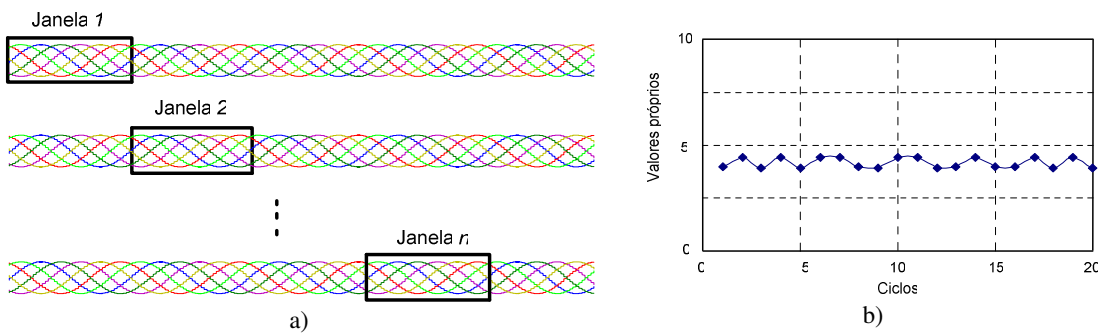


Figura 4.31 - Falha de rotor: a) Janela deslizante usada para determinar os valores próprios, b) Evolução dos valores próprios ao longo do tempo.

Da mesma forma que para o estator, no rotor também foi definido um índice de severidade de falha, SI_{Rabcj} , expresso pela equação (4.23), onde λ_{1j} e λ_{2j} representam o primeiro e segundo valor próprio de cada estrela, respetivamente. Quando a máquina funciona sem falha de rotor os valores próprios são iguais e constantes, $\lambda_{ij_max} = \lambda_{ij_min}$, sendo o índice de severidade nulo nesta condição. Quando existe uma falha de rotor, a modelação de baixa frequência das correntes de fase resulta numa variação dos valores próprios no tempo implicando uma diferença entre os valores máximo e mínimo obtidos, $\lambda_{ij_max} \neq \lambda_{ij_min}$. O índice de severidade da falha é assim definido por recurso à diferença entre o valor máximo e o mínimo dos valores próprios.

$$SI_{Rabcj} = \frac{\lambda_{ij_max} - \lambda_{ij_min}}{\lambda_{ij_max}} \quad (4.23)$$

Na Tabela 4.6 apresentam-se os valores próprios para uma falha de rotor, calculados para as quatro primeiras posições da janelas deslizante ao longo do tempo. Nesta condição, os valores próprios de ambas as estrelas de estator são iguais, mas não constantes ($\lambda_{1j} = \lambda_{2j} \neq$ constante). Variam simultaneamente ao longo do tempo consequência da modelação de baixa frequência presente nas correntes de fase de ambas as estrelas de estator, característica de uma falha de rotor.

Tabela 4.6 - Resultados de simulação e experimentais dos valores próprios para máquina com falha de rotor.

Posição da Janela	Simulação				Experimental			
	Valores próprios da estrela 1		Valores próprios da estrela 2		Valores próprios da estrela 1		Valores próprios da estrela 2	
	λ_{11}	λ_{21}	λ_{21}	λ_{22}	λ_{11}	λ_{21}	λ_{21}	λ_{22}
1	3.3462	3.3402	3.3462	3.3402	3,4738	3,4592	3,4738	3,4592
2	3.6854	3.6642	3.6854	3.6642	3,9664	3,8200	3,9664	3,8200
3	3.2816	3.2613	3.2816	3.2613	3,3002	3.2896	3,3002	3.2896
4	3.7012	3.6986	3.7012	3.6986	3,5022	3,4492	3,5022	3,4492

Na Figura 4.32 apresentam-se os resultados de simulação e experimentais das correntes de estator e respetivo padrão no plano a três dimensões, para falha de rotor. Os índices de severidade para a falha de rotor obtidos por simulação e experimental são $SI_{Rabc} = 0,11$ e $SI_{Rabc} = 0,13$, respetivamente.

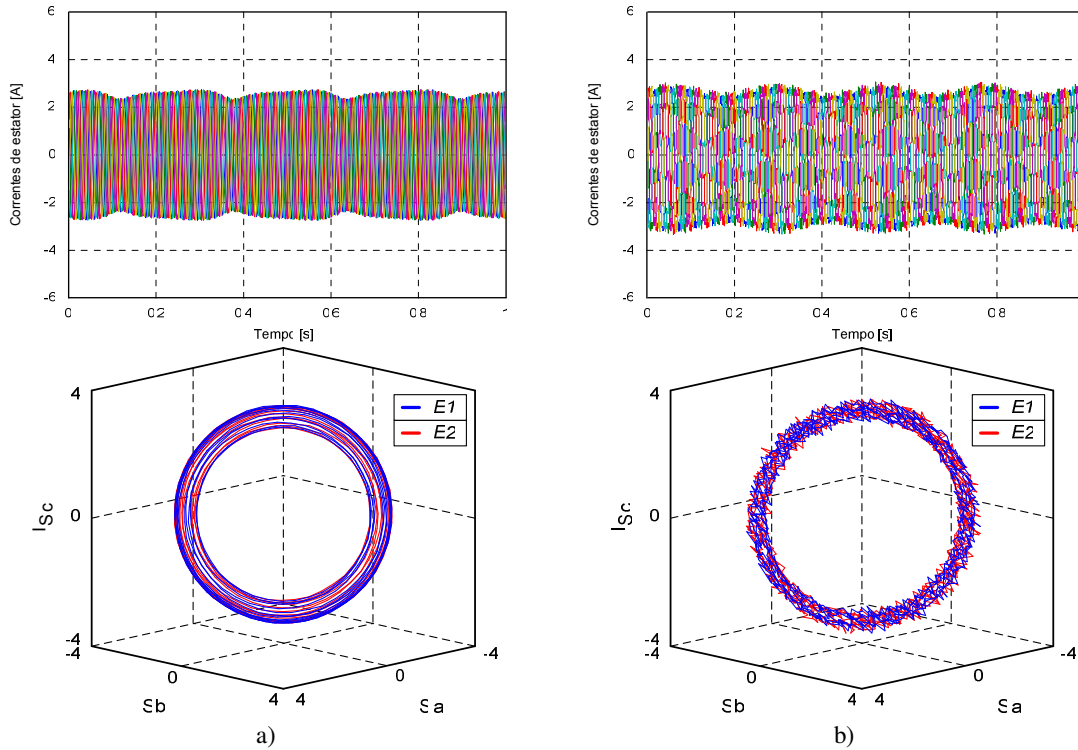


Figura 4.32 - Correntes de fase de estator e respetivo padrão no espaço a três dimensões para uma falha de rotor: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

e) Análise da sensibilidade do índice de severidade à carga da máquina

A Figura 4.33 a) apresenta a evolução do índice de severidade para a falha de estator em função da severidade da falha (índice da falha g_s). A Figura 4.33 b) apresenta a sua evolução em função da carga associada à máquina, onde se pode verificar a independência do índice de severidade relativamente à carga.

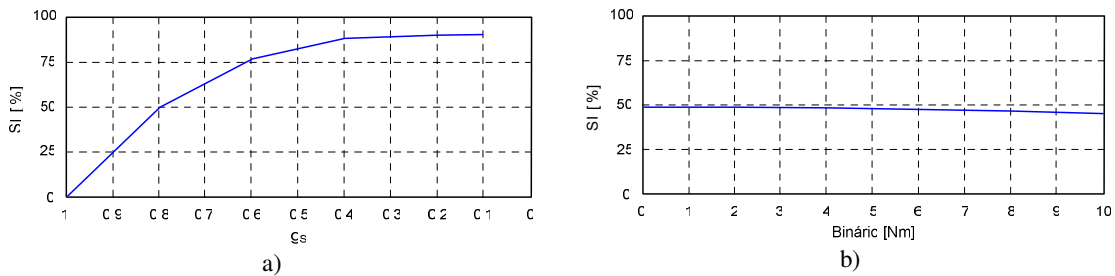


Figura 4.33 - Variação do índice de severidade: a) Com índice de falha g_s , b) Com a carga.

O método de deteção e diagnóstico de falhas baseado na análise geométrica das componentes principais em coordenadas naturais proposto apresenta bom desempenho na deteção de falhas na máquina associado à identificação da fase em que esta ocorre. Apresenta

como vantagens a sua simplicidade, visto não necessitar de qualquer transformação de variáveis, a quantificação da severidade da falha e ser praticamente independente da carga associada à máquina. Associado à simplicidade e desempenho o método apresentado acrescenta ainda informação adicional sobre a gravidade da falha através do índice de severidade.

4.3.2 - Método de Detecção e Diagnóstico por utilização da Trajetória do Centro de Massa

De acordo com análise de padrões apresentada na secção 4.2.3, os padrões obtidos para as correntes de fase de cada estrela da máquina, em coordenadas dq , são semelhantes para condição de funcionamento com e sem falha. Como as componentes das correntes de fase, i_{dq1} e i_{dq2} , estão no mesmo referencial, como mostra a Figura 4.19, estas serão somadas formando um único sub-espaco de componentes i_d e i_q . Esta operação, em nada altera os padrões obtidos, resultando na simplificação do algoritmo de deteção de falhas e num único índice de severidade para falhas na máquina.

As componentes dq das correntes de fase de estator em funcionamento sem falha são estacionários em relação à fonte de tensão, como se pode verificar na equação (4.13). Nesta condição a representação das componentes das correntes, i_d e i_q , no plano dq resulta num ponto, como se volta a apresentar na Figura 4.34 a) para uma das estrelas da máquina. Na situação de falha no enrolamento de fase de estator, as componentes dq das correntes deixam de ser estacionárias sendo expressas pela equação (4.14). O padrão obtido no plano dq em condição de falha de estator, Figura 4.34 b), resulta numa circunferência. O raio desta circunferência está relacionado com a severidade de falha, ou seja, quando maior a severidade da falha maior será o seu raio. Esta abordagem também permite a identificação de falhas do rotor, uma vez que, o padrão obtido será também diferente nesta condição. Quando ocorre uma falha de rotor, o padrão obtido no plano dq é um segmento de reta, como se apresenta na Figura 4.34 c).

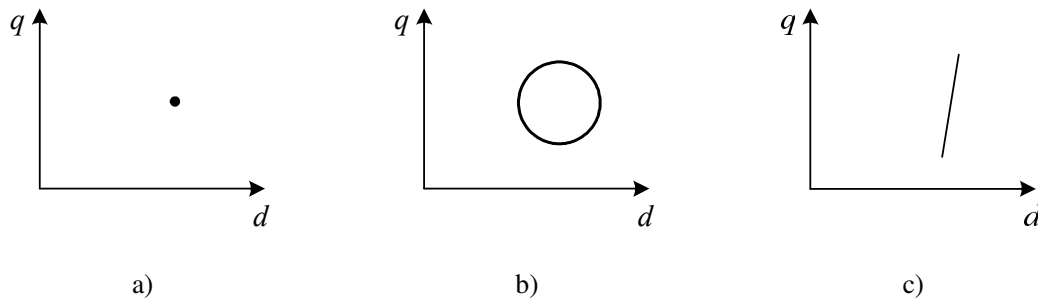


Figura 4.34 - Representação do padrão das correntes de fase de estator no plano dq : a) Máquina sem falha, b) Falha de estator, c) Falha de rotor.

O segundo algoritmo de detecção e diagnóstico de falhas na máquina hexafásica proposto é assim baseado na análise da trajetória do centro de massa das correntes de fase de estator em coordenadas dq (Foito, 2014). Este algoritmo, cujo fluxograma se apresenta na Figura 4.35, consiste em três pontos principais:

- Aquisição das correntes de seis fases de estator da máquina de indução;
- Aplicação da transformação de *Park* às correntes de estator adquiridas. A partir desta transformação é possível obter padrões, das correntes de fase do estator, específicos no plano dq , que permitem detetar e diagnosticar falhas na máquina;
- Análise dos padrões obtidos através do método baseado na análise do centro de massa. Este método baseia-se na distância entre o ponto mais afastado da figura padrão e o centro de massa, rc , e na distância entre o centro da massa e a origem do referencial, dcm ;
- Cálculo do índice de severidade, em caso de falha.

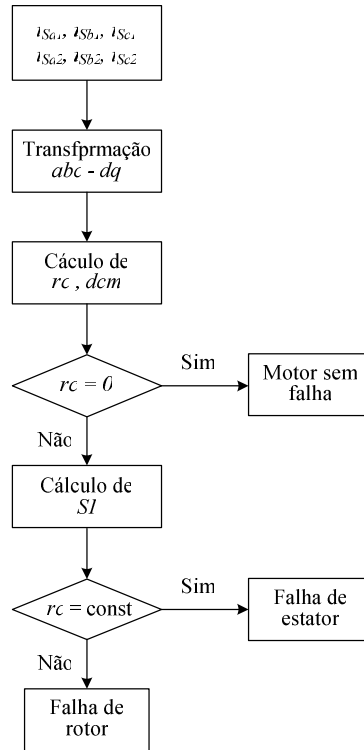


Figura 4.35 – Fluxograma do algoritmo de detecção de falhas baseado na trajetória do centro de massa.

No sentido de identificar os padrões obtidos no plano dq , para as condições de funcionamento com e sem falha, é proposta uma metodologia de análise de padrões, designada como trajetória do centro de massa das correntes de fase. Este método baseia-se na análise da variável rc , que representa a distância do centro de massa ao ponto mais afastado da figura padrão, como se apresenta na Figura 4.36. Quando $rc = 0$, significa que máquina se encontra em funcionamento sem falha. Caso contrário, quando $rc \neq 0 = \text{constante}$, a figura padrão é uma circunferência que caracteriza existência de falha de enrolamento de fase de estator. Se $rc \neq 0 \neq \text{constante}$ a figura padrão é um segmento de reta traduzindo a ocorrência de falha de rotor. O cálculo da variável rc , representando a distância entre o ponto mais afastado da figura padrão e o centro de massa, que no caso de falha de estator é igual ao raio

da circunferência, é obtido pela equação (4.24), onde $(\frac{1}{N} \sum_{n=k-N}^k i_{d_n} ; \frac{1}{N} \sum_{n=k-N}^k i_{q_n})$

representam as coordenadas do centro de massa (sendo N o número de amostras atuais tomadas ao longo de um ciclo) e $(i_{d_k} ; i_{q_k})$ as coordenadas da última amostra de corrente (indexadas por k). O centro de massa é calculado mediante uma janela deslizante utilizando

as N amostras do último ciclo de amostragem (neste caso considerado igual ao período das correntes de fase). A distância entre o centro da massa e a origem do referencial, dcm , é calculado através da equação (4.25).

$$rc = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=k-N}^k i_{d_n} - i_{d_k}\right)^2 + \left(\frac{1}{N} \sum_{n=k-N}^k i_{q_n} - i_{q_k}\right)^2} \quad (4.24)$$

$$dcm = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=k-N}^k i_{d_k}\right)^2 + \left(\frac{1}{N} \sum_{n=k-N}^k i_{q_k}\right)^2} \quad (4.25)$$

Com o objetivo de quantificar a severidade da falha foi definido um índice de severidade de falha, SI_{dq} , expresso pela equação (4.26). Quando SI_{dq} é nulo, estamos perante um funcionamento da máquina sem falha. Caso SI_{dq} seja diferente de zero existe uma falha na máquina. O valor de SI_{dq} aumenta com o aumento da gravidade da falha.

$$SI_{dq} = \frac{rc}{dcm} \quad (4.26)$$

Na Figura 4.36 estão representadas graficamente no plano dq , a distância do centro de massa à origem do referencial, dcm , e a distância do ponto mais afastado do padrão ao ponto onde está localizado o centro de massa, rc . Na Figura 4.36 a) a trajetória do centro de massa no plano dq é representada por uma circunferência, resultado de uma falha de estator onde rc é diferente de zero e constante. Para falha de rotor a trajetória do centro de massa no plano dq é representada por um segmento de reta, como se mostra na Figura 4.36 b).

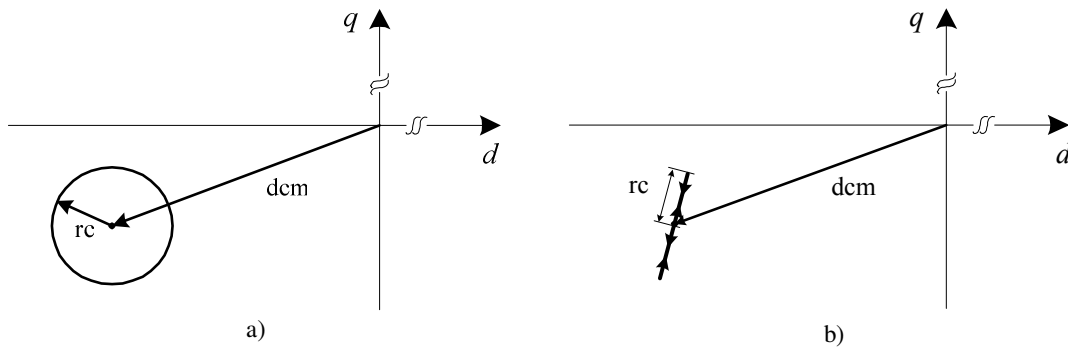


Figura 4.36 - Representação no plano dq do raio da circunferência e a distância entre o centro da massa e da origem: a) Falha de estator, b) Falha de rotor.

Na Figura 4.37 é apresentada a metodologia de deteção e diagnóstico de falhas proposta. Após a aquisição das correntes de fase de estator, estas são transformadas em dois sub-espacos (dq_1 e dq_2) equivalentes, utilizando a transformação *Park* e somados de forma a obter apenas uma única componente das correntes de fase (i_d e i_q) segundo cada eixo do referencial dq . Os padrões obtidos neste sub-espaco são então usados na deteção e diagnóstico de falhas na máquina e no cálculo do índice de severidade das mesmas.

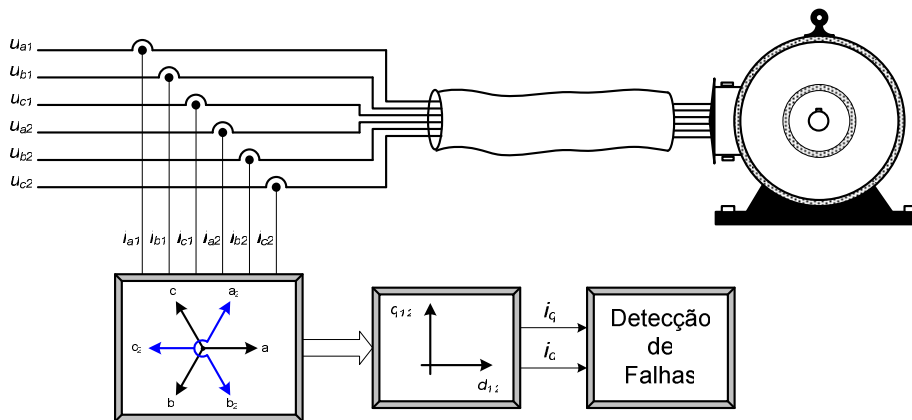


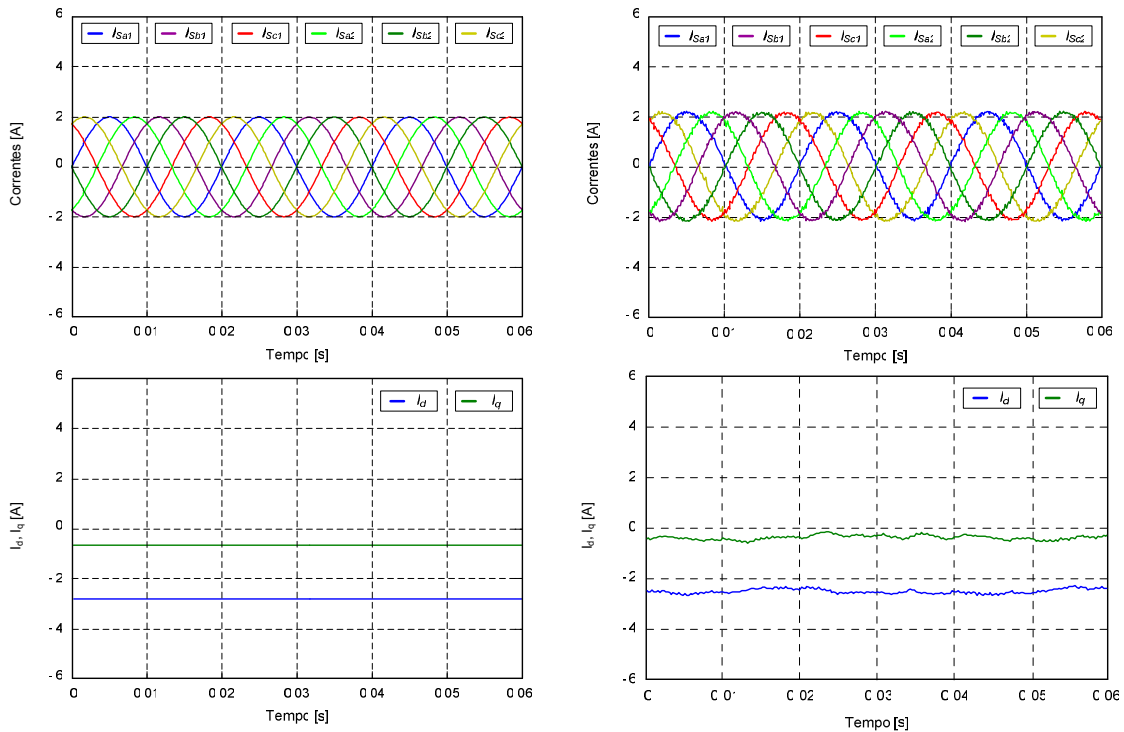
Figura 4.37 - Estrutura do algoritmo para deteção de falhas na máquina de indução hexafásica.

De seguida apresentam-se um conjunto de resultados de simulação e de ensaios experimentais para diferentes tipos de falhas por forma, por forma a validar o método de deteção proposto. Na simulação foi usado o modelo matemático para a máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator, com neutros independentes, apresentado no capítulo 3, e nos ensaios experimentais a máquina de indução hexafásica desenvolvida para este efeito.

a) Aplicação do Algoritmo baseado na Trajetória do Centro de Massa na situação Sem falha

Na Figura 4.38 a) apresentam-se resultados de simulação da máquina de indução hexafásica sem falha. Esta apresenta as correntes de fase de estator, que na ausência de falha registam a mesma amplitude e defasamento, as componentes das correntes i_d e i_q que são constantes ao longo do tempo e a sua representação no plano dq que é definida por um ponto. Da análise dos padrões obtidos resulta $r \approx 0$ e $dcm = 2,51$ e, como seria de esperar na ausência de falha, um índice de severidade aproximadamente nulo, $SI_{dq} \approx 0$.

Os resultados experimentais da máquina nas mesmas condições de funcionamento são apresentados na Figura 4.38 b). As componentes dq das correntes de estator não são perfeitamente constantes, apresentando alguma pequena ondulação, e o "ponto" no plano dq apresenta um raio muito pequeno, devido à existência de algum desequilíbrio de tensão da fonte de alimentação e/ou assimetrias na máquina, o que se reflete também no índice de severidade que sendo aproximadamente nulo, $SI_{dq} = 0,03$, não é zero.



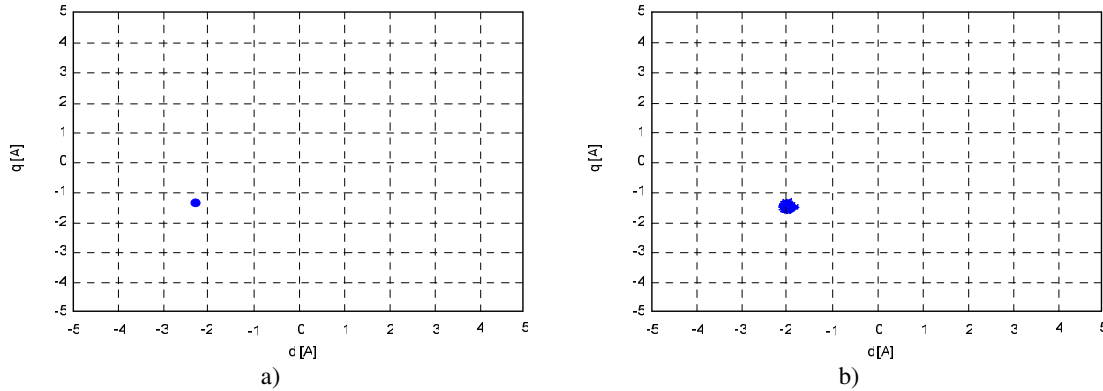


Figura 4.38 - Correntes de fase em coordenadas naturais e dq , representação no plano dq para máquina sem falha: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

b) Aplicação do Algoritmo baseado na Trajetória do Centro de Massa na situação de Falha de estator

Na Figura 4.39 a) apresentam-se resultados de simulação obtidos com falha no enrolamento de estator da fase “ a_1 ”, curto-circuito entre espiras do mesmo enrolamento com $g_s = 0,8$, o que corresponde a diferentes amplitudes correntes de fase da estrela onde ocorre a falha. As componentes das correntes i_d e i_q apresentam agora um comportamento sinusoidal de frequência dupla, e a sua representação no plano dq é definida por uma circunferência de raio $rc = 0,68$ e centro localizado a uma distância $dcm = 2,76$ da origem do referencial. O índice de severidade obtido vale $SI_{dq} = 0,24$.

No ensaio experimental da máquina com uma falha de enrolamento de estator, apresentado na Figura 4.39 b), foram curto-circuitadas aproximadamente 25 % ($g_s \approx 0,75$) das espiras do enrolamento da fase “ a_1 ”. O índice de severidade obtido é de $SI_{dq} = 0,26$.

Também neste caso, para um enrolamento de estator de curto-circuito, as correntes de estator não são perfeitamente sinusoidais, que se faz refletir na forma da circunferência no plano dq . No entanto, tal não afeta a posição do centro de massa, nem o cálculo do raio (dcm) que corresponde ao valor médio do raio da circunferência.

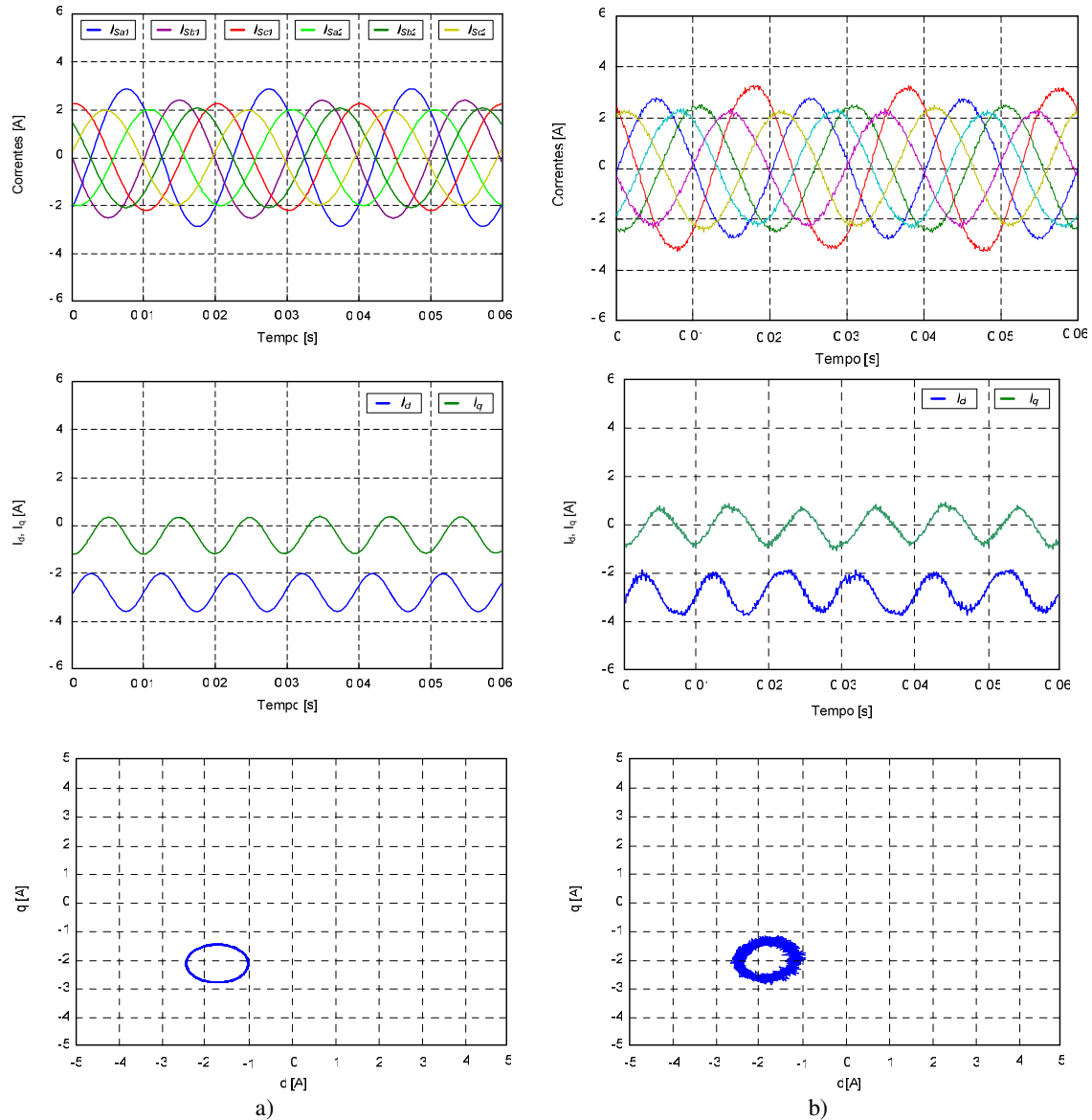


Figura 4.39 - Correntes de fase em coordenadas naturais e dq , representação no plano dq para máquina com falha de estator: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

A Figura 4.40 a) apresenta resultados de simulação obtidos para o mesmo tipo de falha, mas com um maior número de espiras em curto-circuito no enrolamento, $g_S=0,6$. Verificando-se um aumento do raio da circunferência $rc = 1,46$, representada no plano dq , indicativo da maior severidade da falha como prova o aumento de índice $SI_{dq} = 0,25$. Na Figura 4.40 b) apresentam-se resultados do ensaio experimental com aproximadamente 50 % ($g_S \approx 0,5$) das espiras do enrolamento da fase "a₁" curto-circuitadas.

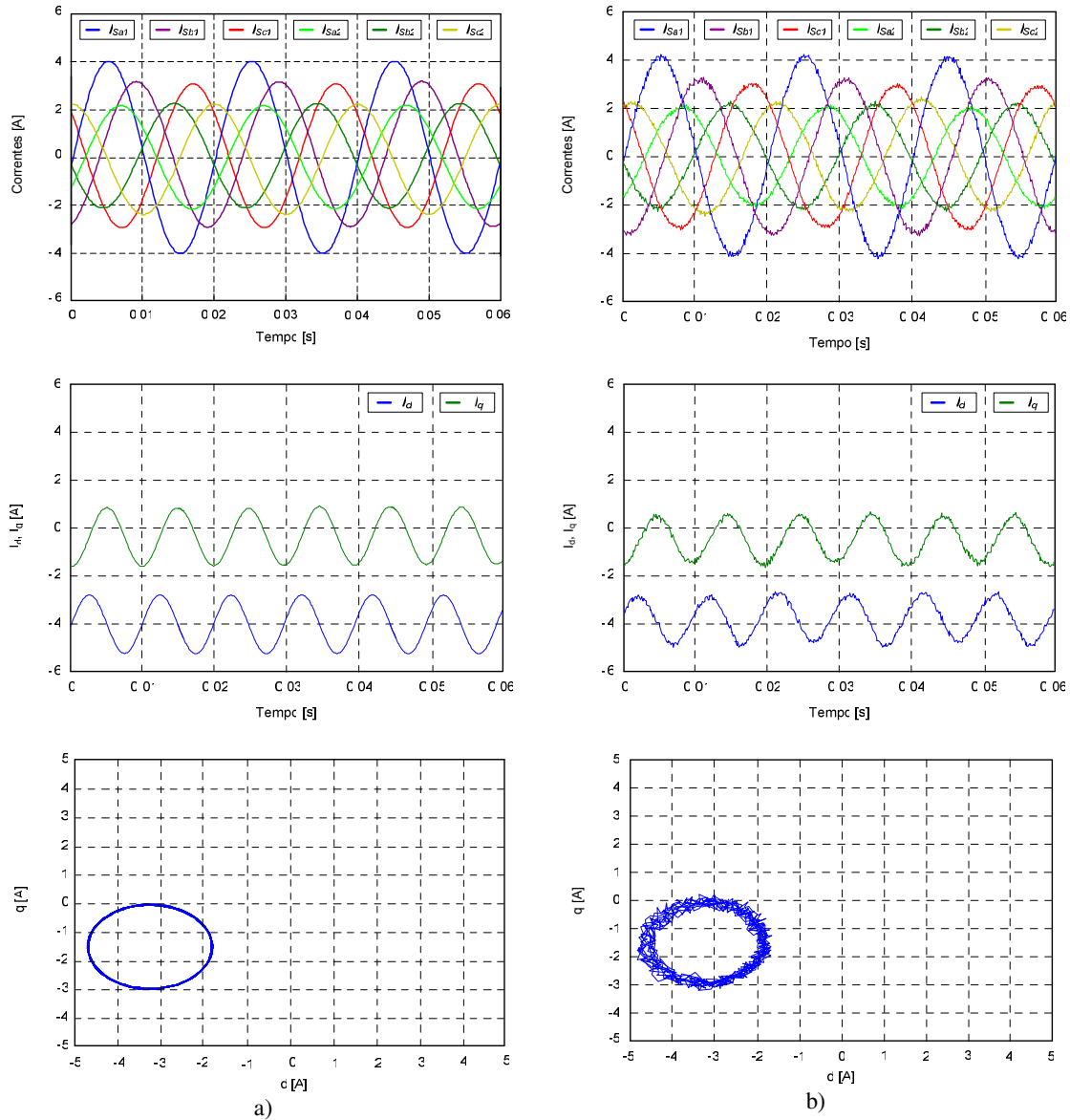


Figura 4.40 - Correntes de fase em coordenadas naturais e dq , representação no plano dq para máquina com falha de estator: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

Na Figura 4.41 apresentam-se as três situações anteriores (sem falha e com falha de estator). Numa situação sem falha a representação no plano dq é caracterizada por um ponto (circunferência com raio aproximadamente zero), sendo que a presença de falha é caracterizada por uma circunferência cujo raio aumenta com a severidade da falha.

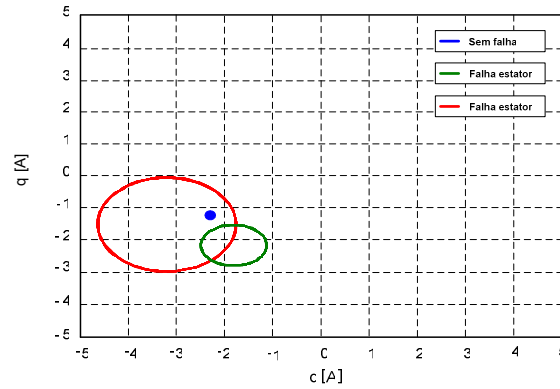


Figura 4.41 - Representação das correntes no plano dq para máquina sem falha e com falhas de enrolamento estator.

A Tabela 4.7 apresenta o resumo dos resultados de simulação e ensaios experimentais obtidos nas condições de falha anteriormente descritas, nomeadamente os valores de rc e dcm dos padrões obtidos no plano dq , bem como o respetivo índice de severidade, SI_{dq} .

Tabela 4.7 - Resultados de Simulação e experimentais: Raio da circunferência, distancia entre o centro massa e origem do referencial e índice de severidade.

	Resultados Simulação			Resultados Experimentais		
	rc	dcm	SI_{dq}	rc	dcm	SI_{dq}
Máquina sem falha	0,001	2,51	0,0004	0,08	2,42	0,033
Falha de enrolamento de estator ($g_s=0,8$)	0,68	2,76	0,246	0,7	2,71	0,261
Falha de enrolamento de estator ($g_s=0,6$)	1,46	3,52	0,414	1,39	3,47	0,471

A partir dos resultados obtidos por simulação e apresentados na Tabela 4.7, pode concluir-se que o método proposto para a deteção de falhas baseado na trajetória do centro de massa das correntes de fase apresenta um desempenho eficaz, apresentado uma evolução coerente para vários índices de severidade de falhas. A Figura 4.42 apresenta a evolução dos dcm , rc e SI_{dq} em função da severidade da falha de enrolamento de estator g_s , ($g_s = 1$ sem falha).

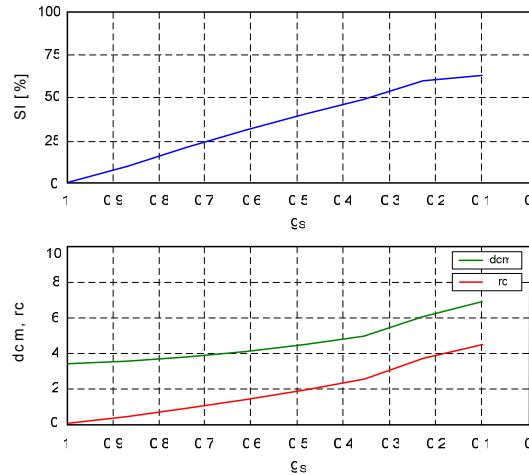


Figura 4.42 - Variação do raio da circunferência, distância ao centro do referencial e índice de severidade em função da gravidade da falha de estator g_s .

Este método é praticamente independente da carga associada à máquina, o que torna o método bastante eficiente para qualquer tipo de funcionamento da máquina, como se verifica na evolução de dcm , rc e SI_{dq} em função do binário de carga, apresentada na Figura 4.43.

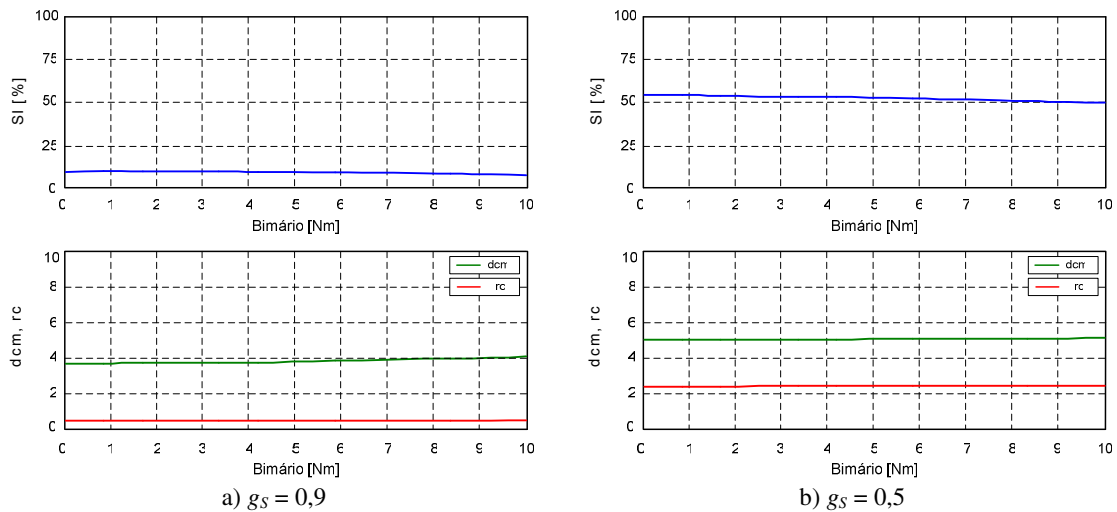


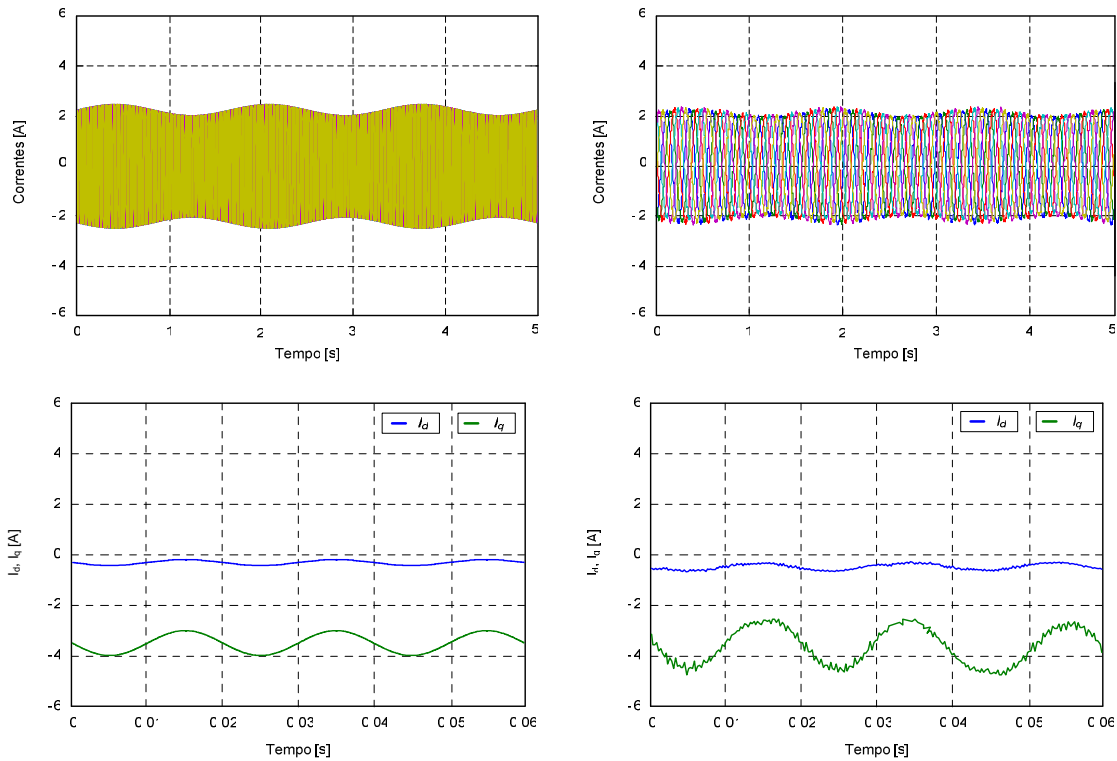
Figura 4.43 - Variação do raio da circunferência, distância ao centro do referencial e índice de severidade em função do binário de carga da máquina: a) $g_s = 0,9$, b) $g_s = 0,5$.

c) Aplicação do Algoritmo baseado na Trajetória do Centro de Massa na situação de Falhas de rotor

Esta abordagem também permite a detecção de falhas do rotor, uma vez que, o padrão obtido será também diferente nesta condição. Quando ocorre uma falha de rotor, o padrão obtido no plano dq é um segmento de reta, como se apresenta na Figura 4.32 c).

Na Figura 4.44 a) apresentam-se resultados de simulação da máquina com falha de rotor, onde se pode observar a modelação de baixa frequência nas correntes de fase do estator, que caracterizam este tipo de falha. As componentes das correntes de fase i_d e i_q são agora diferentes, uma é praticamente constante e a outra sinusoidal. A sua representação no plano dq caracteriza-se por um segmento de reta com ponte médio distanciado da origem do referencial de dcm . A Figura 4.44 b) mostra resultados experimentais para uma falha de rotor.

Os índices de severidade para a falha de rotor, apresentada na Figura 5.44, são $SI_{dq} = 0,19$ obtido por simulação e $SI_{dq} = 0,23$ a partir de ensaios experimentais.



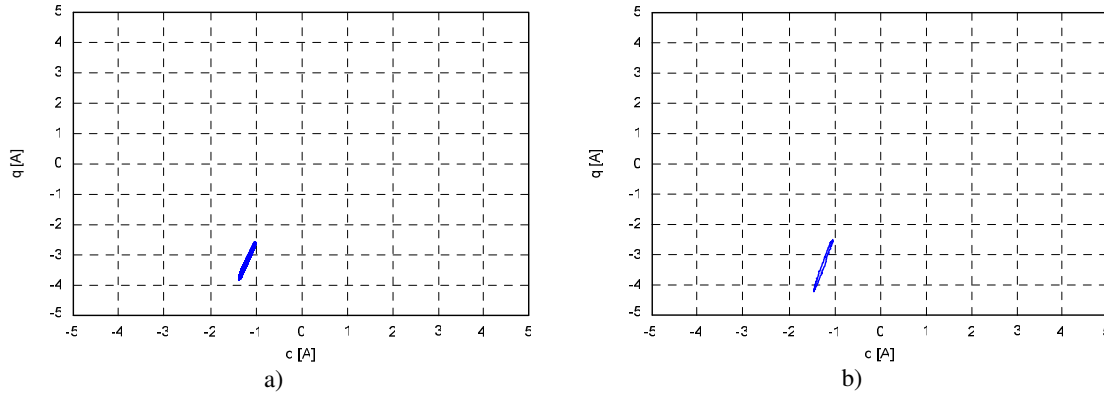


Figura 4.44 - Correntes de fase em coordenadas naturais e dq , representação no plano dq para máquina com falha de rotor: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

O método de deteção e diagnóstico baseado na trajetória do centro de massa das correntes de fase de estator em coordenadas dq proposto revela-se eficiente na deteção de falhas na máquina, de forma praticamente independente da carga que lhe está associada. Este acrescenta ainda uma quantificação da severidade da falha.

No entanto, este método apresenta como limitação, o facto de não permitir identificação da fase em falha e a necessidade de conversão das correntes de fase de coordenadas naturais para coordenadas dq .

4.4 - Deteção e Diagnóstico de Falhas no Inversor Hexafásico

Conforme se apresentou na Figura 4.1, a configuração clássica dos acionamentos eletromecânicos polifásicos, recorre a um inversor do tipo fonte de tensão de seis fases com os semicondutores de potência numerados de S_{a1} a S_{c2} e de \bar{S}_{a1} a \bar{S}_{c2} , respetivamente, como indicado na Figura 4.1. Em funcionamento sem falha, as seis correntes de fase de estator da máquina têm a mesma amplitude e desfasamento de 60° entre si. Estas podem ser representadas em dois espaços de três dimensões, por duas circunferências no plano a 45° com o referencial, de raios $i_{S_{a1}}^2 + i_{S_{b1}}^2 + i_{S_{c1}}^2 = R_{o1}^2$ e $i_{S_{a2}}^2 + i_{S_{b2}}^2 + i_{S_{c2}}^2 = R_{o2}^2$, respetivamente, com $R_{o1}^2 = R_{o2}^2 = R_o$, na ausência de falha, como apresentado na secção 4.2.1.

De acordo com análise de padrões apresentada na secção 4.2, existem diferentes padrões para as correntes de fase, conforme as coordenadas usadas para a sua representação, para o funcionamento do inversor com falha de semiconductor.

A análise de padrões em coordenadas dq não permite a deteção de falhas nos semicondutores do inversor. Apenas a análise dos padrões em coordenadas abc e $\alpha\beta$ permite a deteção e identificação do semiconductor em falha. A análise de padrões baseado na análise das componentes principais apenas permite a deteção e identificação da fase ou respetivo braço do inversor com falha não permite concluir sobre o semiconductor que se encontra em falha.

De seguida, será apresentado um método de deteção de falhas para o inversor, do tipo circuito aberto no semiconductor ou no braço, baseado na análise dos padrões das correntes de fase em coordenadas naturais.

O algoritmo proposto é baseado na trajetória das correntes de fase no espaço a três dimensões para a deteção e identificação do semiconductor em falha a partir de padrões de corrente típicos. Assim, para identificar os diferentes padrões e discriminar as características principais dos diversos padrões o algoritmo proposto analisa a trajetória do centro de massa das correntes de fase.

Na análise da trajetória do centro de massa, consideram-se N amostras tomadas ao longo de um ciclo. As coordenadas do centro de massa, dco , são obtidas a partir da equação (4.29), para cada uma das três correntes das respetivas estrelas da máquina, onde $i = a, b, c$ representa as fases e $j = 1, 2$ as estrelas de estator.

$$dco_{ij} = \frac{\sum_{n=1}^N i_{ij n}}{N} \quad (4.29)$$

De forma a obter uma variável de diagnóstico normalizada para a deteção de falha, NDV , que seja independente da carga da máquina alimentada pelo inversor, a metodologia proposta utiliza os indicadores de falha rco e dco_{ij} , obtidos de forma semelhante aos indicadores de falha na máquina.

Considerando novamente que N amostras são tomadas ao longo de um ciclo e que k é o valor da amostra nesse instante, a distância entre o centro de massa e o ponto mais distante da

figura padrão, rco , é obtido pela equação (4.30). Em funcionamento sem falha o padrão das correntes de fase é representado por uma circunferência no plano a 45° com espaço três dimensões, o valor de rco é constante é igual ao raio da circunferência.

$$rco = \sqrt{(dco_ij - i_{ij_k})^2 + (dco_ij - i_{ij_k})^2 + (dco_ij - i_{ij_k})^2} \quad (4.30)$$

No entanto, em situação de falha a representação gráfica do padrão no espaço a três dimensões modifica-se passando de uma circunferência para um semi-circunferência. Nessa condição o indicador de falha rco não apresenta um valor constante, pelo que, em vez do rco passa a usar o correspondente valor médio do indicador rco_av , obtido pela equação (4.31).

$$rco_av = \frac{\sum_{n=1}^N \sqrt{(dco_ij - i_{ij_n})^2 + (dco_ij - i_{ij_n})^2 + (dco_ij - i_{ij_n})^2}}{N} \quad (4.31)$$

A variável de diagnóstico normalizado NDV_ij , que permite a detecção identificação do semiconductor com falha, obtém-se pelo quociente entre a distância do centro de massa, dco_ij , e o valor médio, rco_av , expresso pela equação (4.32):

$$NDV_ij = \frac{dco_ij}{rco_av} \quad (4.32)$$

A detecção e diagnóstico das falhas no semiconductor do inversor através do algoritmo baseado na análise da trajetória do centro de massa, é realizado pela comparação das variáveis de diagnóstico normalizados, NDV_ij , com o limiar da fase correspondente, conforme se apresenta no fluxograma da Figura 4.45. Para a identificação do semiconductor com falha, primeiro deve identificar-se o braço correspondente à fase com falha, de seguida a identificação do semiconductor superior ou inferior, ou ambos, do braço já identificado em falha. A identificação do semiconductor é realizada através de um comparador de histerese de três níveis.

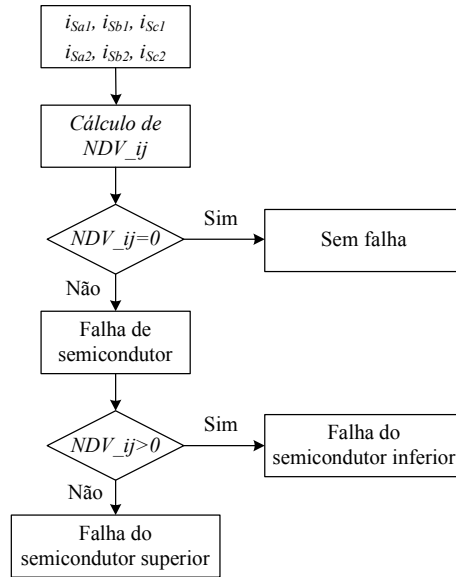


Figura 4.45 - Fluxograma do método de deteção e diagnóstico de falhas no inversor.

A Figura 4.46 apresenta o esquema do braço do inversor em função da condição de falha dos semicondutores de potência, falha do tipo circuito aberto, e do valor da variável de diagnóstico normalizada. Quando NDV_{ij} é nulo corresponde a braço ij sem falha, se NDV_{ij} é positivo existe falha de semicondutor inferior do braço i , caso NDV_{ij} seja negativo a falha é no semicondutor inferior do braço i .

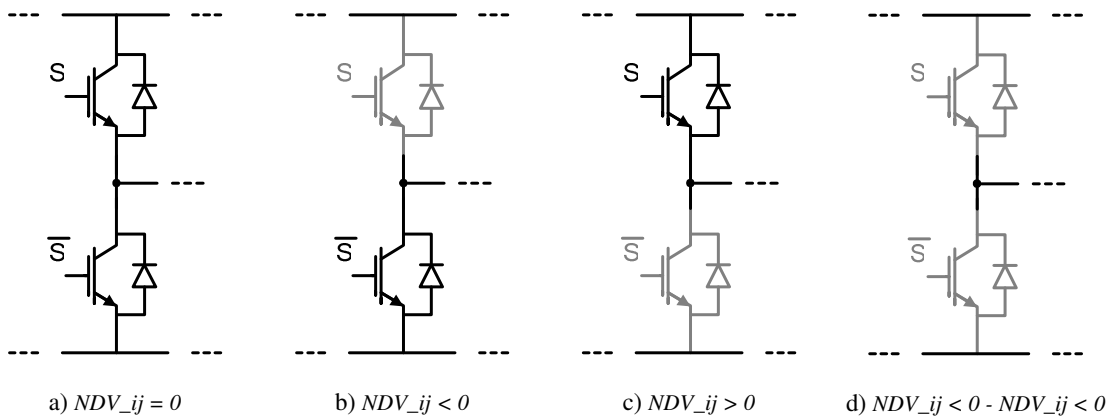


Figura 4.46 - Representação dos braços do inversor e respectivos semicondutores de potência: a) Sem falha, b) Com falha em S_{ij} superior, c) Com falha em \bar{S}_{ij} inferior, d) Falha no braço.

a) Deteção e Diagnóstico no caso Sem falha de inversor ou falha de fase da máquina

A Figura 4.47 apresenta resultados de simulação e experimentais das correntes de fase e das variáveis de diagnóstico normalizadas, NDV_{ij} , para funcionamento sem falhas de semicondutor no inversor ou falha de fase da máquina. Nestas condições, as correntes de fase são representados por um sistema de seis correntes alternadas sinusoidais equilibradas, cujo valor médio é nulo. A aplicação do algoritmo de deteção às correntes de fase resulta num valor nulo para todas as variáveis de diagnóstico normalizadas NDV_{ij} , correspondente a funcionamento normal do inversor sem falhas, como se ilustra na Figura 4.47.

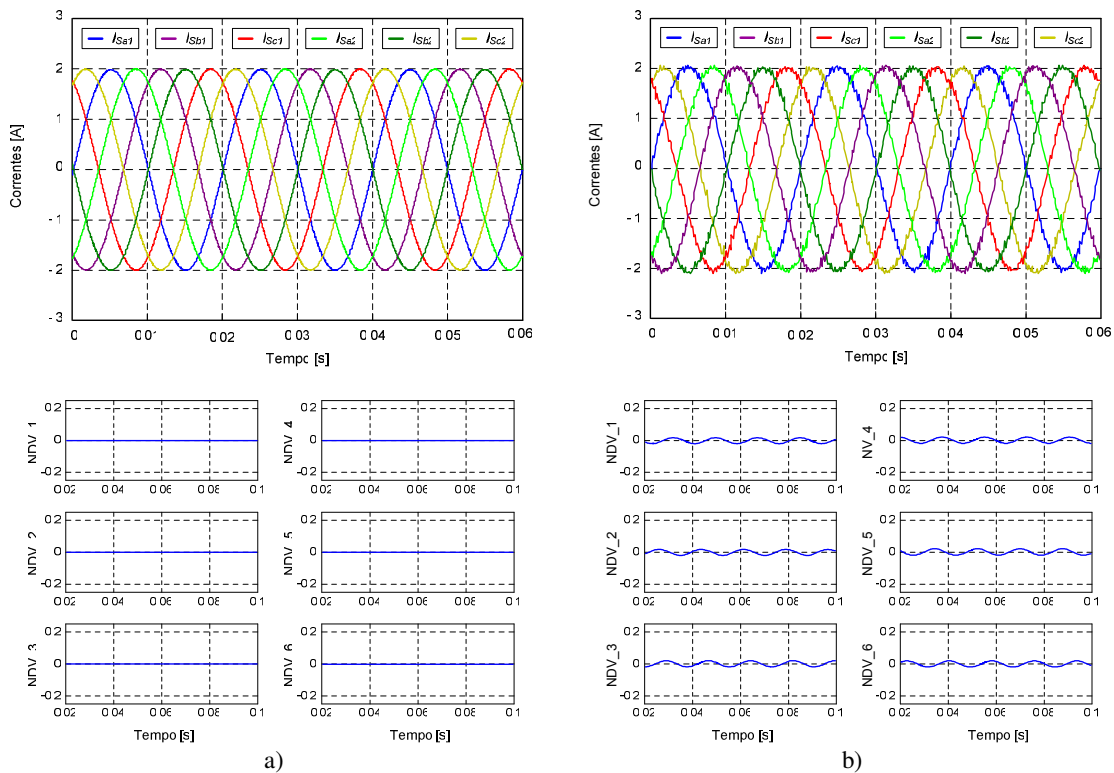


Figura 4.47 - Correntes de fase e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} do inversor sem falha:
a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

b) Deteção e Diagnóstico de Falhas no inversor no caso Falha no semicondutor S_{a1} do inversor

A Figura 4.48 apresenta resultados de simulação e experimentais para o funcionamento do inversor quando ocorre uma falha do tipo de circuito aberto, no semicondutor superior do braço “ a_1 ” do inversor, S_{a1} , no instante $t = 0,02$ s. Para $t < 0,04$ s o valor das variáveis

NDV_{ij} são nulas o que corresponde ao funcionamento sem falha. Após a ocorrência da falha ($t > 0,04$ s) as variáveis NDV_{ij} referentes às fases que alimentam a estrela 1 da máquina passam a assumir valores diferentes de zero, com a variável NDV_{a1} assume um valor negativo e as restantes (NDV_{b1} e NDV_{c1}) assumem um valor positivo muito reduzido ou aproximadamente zero, o que de acordo com o algoritmo de deteção corresponde a uma falha no braço 1 do inversor e no semiconductor superior, S_{a1} . Relativamente às fases que alimentam a estrela 2 da máquina as variáveis NDV_{ij} apresentam sempre valor nulo que significa funcionamento normal sem qualquer falha.

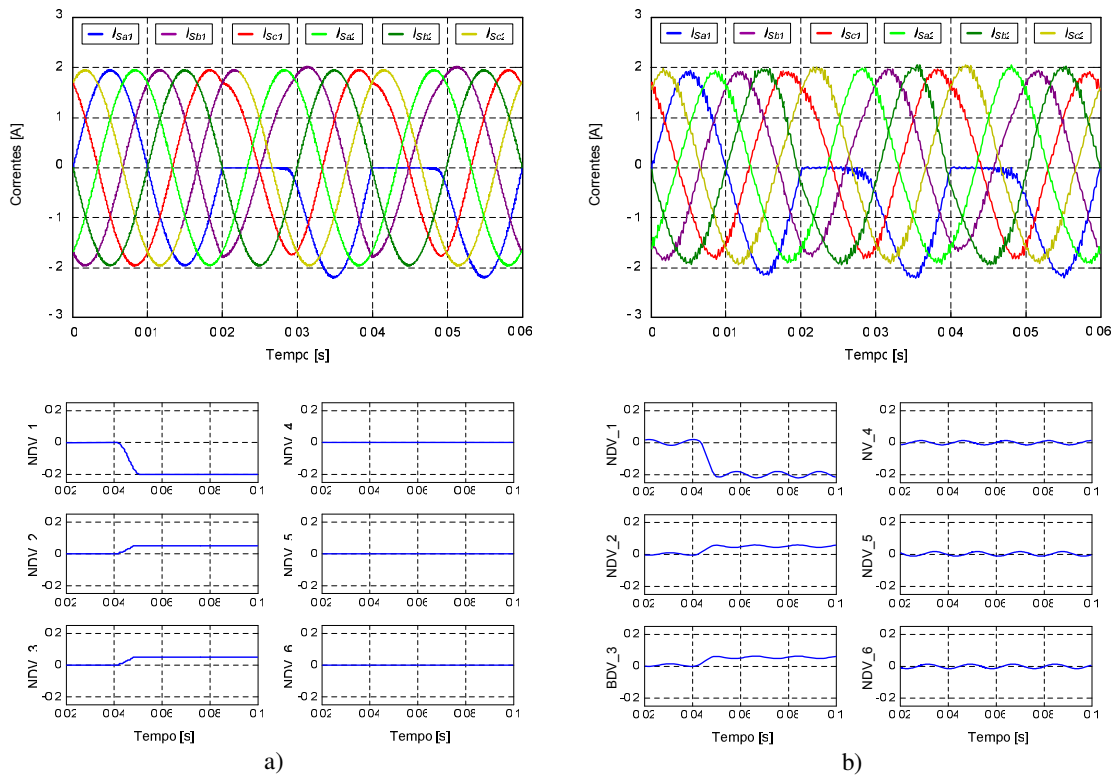


Figura 4.48 - Correntes de fase e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} do inversor com falha em S_{a1} :
 a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

c) *Deteção e Diagnóstico de Falhas no inversor no caso Falha no semiconductor \bar{S}_{a1} do inversor*

Na Figura 4.49 apresentam-se resultados de simulação e experimentais para o funcionamento do inversor com falha, de circuito aberto, no semiconductor inferior do braço 1 do inversor, \bar{S}_{a1} a partir do instante $t = 0,02$ s. Para $t > 0,04$ s a variável NDV_{a1} assume um

valor positivo enquanto as restantes (NDV_{b1} e NDV_{c1}) assumem um valor negativo ou aproximadamente zero, o que de acordo com o algoritmo de deteção corresponde a falha no braço “ a_1 ” e no semiconductor inferior, \bar{S}_{a1} .

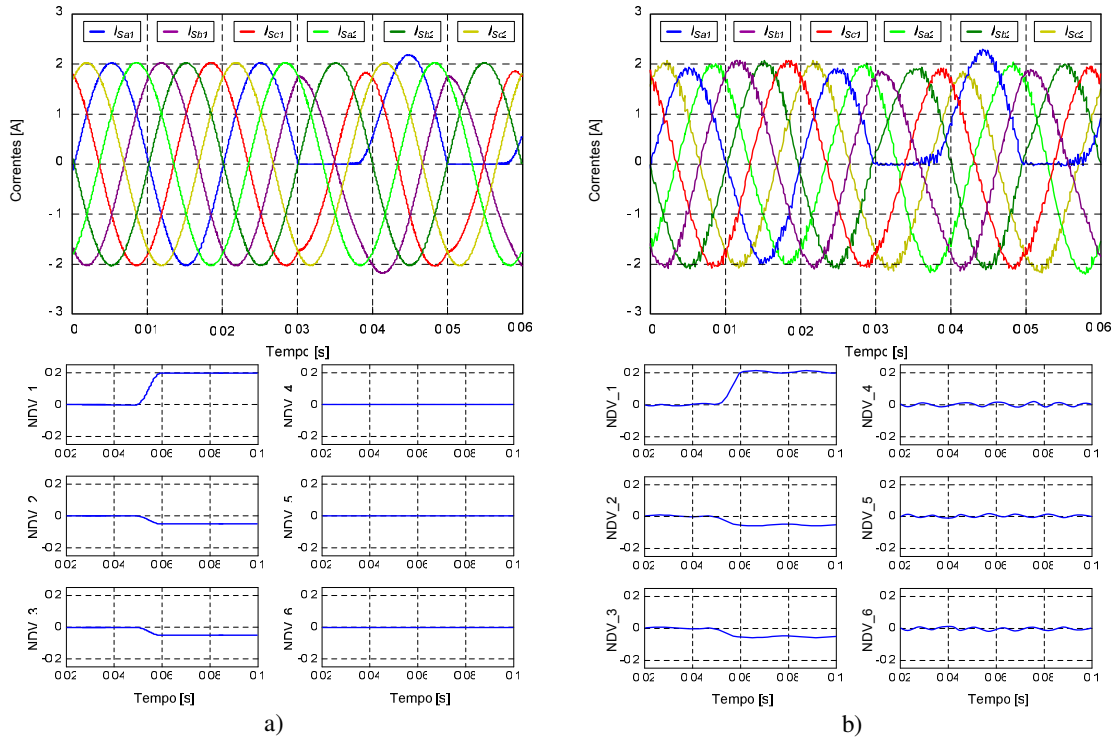


Figura 4.49 - Correntes de fase e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} do inversor com falha em \bar{S}_{a1} :
 a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

d) *Deteção e Diagnóstico de Falhas no inversor no caso Falha simultânea nos semicondutores S_{a1} e \bar{S}_{a1} do mesmo braço do inversor*

Na Figura 4.50 apresentam-se resultados de simulação e experimentais para falha simultânea nos dois semicondutores do braço “ a_1 ” do inversor a partir do instante $t = 0,02 s$. A variável NDV_{a1} assume um valor diferente de zero enquanto que as restantes (NDV_{b1} e NDV_{c1}) assumem um valor positivo e aproximadamente zero, identificando a ocorrência de falha no braço “ a_1 ” ou na respetiva fase da máquina. As variáveis NDV_{i2} para a estrela 2 matem o valor nulo.

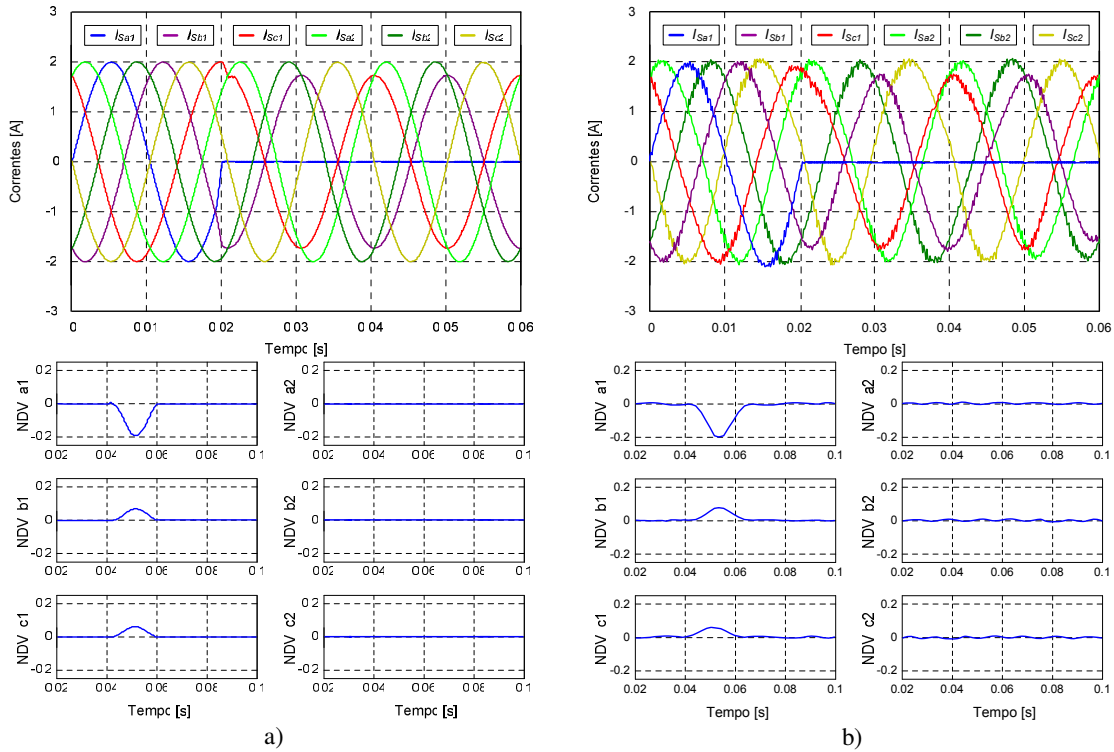


Figura 4.50 - Correntes de fase de estator e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} com falha em S_{b1} : a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

Na Figura 4.51 apresentam-se resultados de simulação do inversor para ocorrência de falhas sucessivas no mesmo braço. No instante $t = 0,02 s$ ocorre uma falha do tipo de circuito aberto, no semicondutor superior S_{a1} e no instante $t = 0,04 s$ uma falha no semicondutor inferior \bar{S}_{a1} do mesmo braço “ a_1 ” do inversor. Da análise das variáveis de diagnóstico NDV_{ij} verifica-se que quando ocorre a primeira falha no semicondutor superior NDV_{a1} assume valor negativo, característico da falha no semicondutor, e que quando ocorre a falha no semicondutor inferior o valor de NDV_{a1} para a zero porque a falha nos dois semicondutores do mesmo braço corresponde a fase em aberto com corrente nula nessa fase.

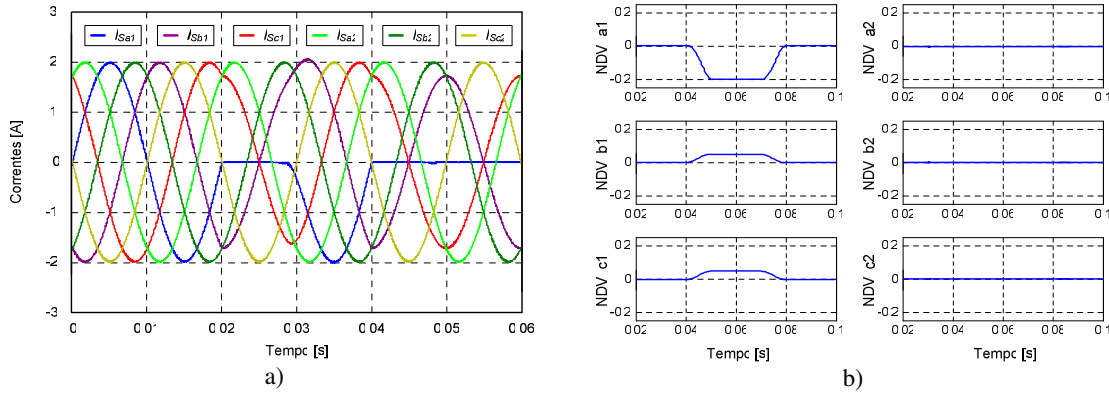
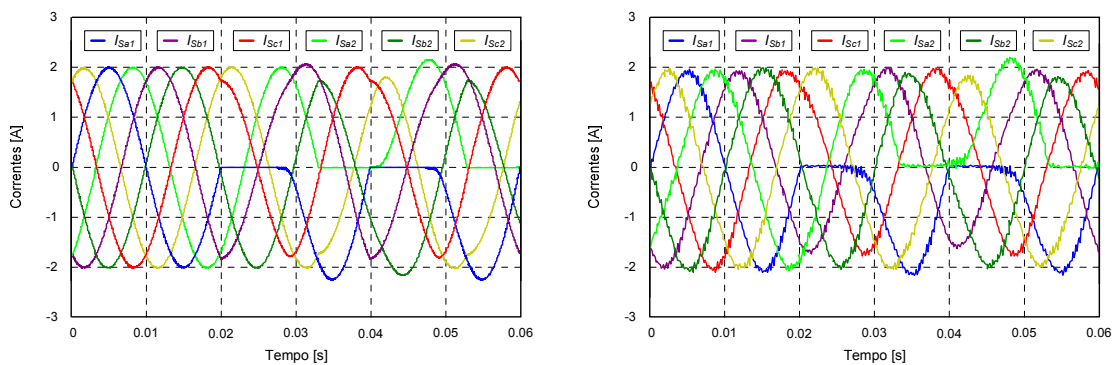


Figura 4.51 - Resultados de simulação para falha nos semicondutores S_{a1} e \bar{S}_{a1} : a) Correntes de fase, b) Variáveis de diagnóstico NDV_{ij} .

e) *Deteção e Diagnóstico de Falhas no inversor no caso Falha simultânea nos semicondutores S_{a1} e \bar{S}_{a2} em braços diferentes do inversor*

Na Figura 4.52 apresentam-se resultados de simulação e experimentais para funcionamento com falha simultânea, de circuito aberto, no semiconductor superior do braço “ a_1 ” e no semiconductor inferior do braço “ a_2 ”, ou seja, uma falha de semiconductor em cada estrela de estator da máquina. Verificam-se alterações nas variáveis de diagnóstico NDV_{ij} associadas às fases que alimenta de ambas as estrelas da máquina. Assim, pode concluir-se que ocorreram falhas de semiconductor nas duas estrelas. Da análise das variáveis, NDV_{a1} é negativa e NDV_{a2} é positiva, o que de acordo com algoritmo de deteção indica a ocorrência de falhas nos semicondutores S_{a1} e \bar{S}_{a2} .



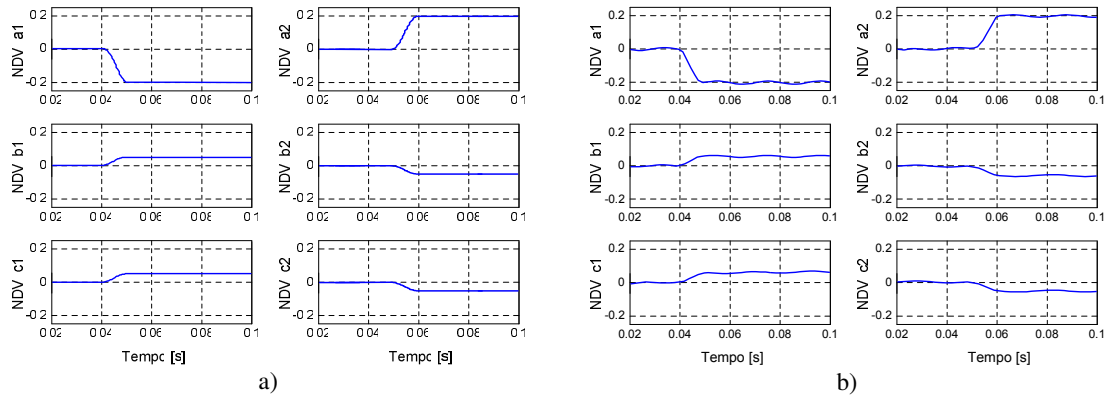


Figura 4.52 - Correntes de fase e variáveis de diagnóstico NDV_{ij} do inversor com falha em S_{a1} e \bar{S}_{a2} : a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

Dos resultados de simulação e ensaios experimentais pode verificar-se que o algoritmo de detecção e diagnóstico proposto permite através da análise dos valores das variáveis NDV_{ij} identificar a fase ou o braço em falha e o(s) semiconductor(es) em falha.

4.5 – Conclusões

Neste capítulo foram propostas metodologias de detecção e diagnóstico de falhas para acionamentos eletromecânicos com máquina de indução polifásica, baseadas na análise de padrões das correntes de fase.

Para a detecção de falhas na máquina de indução hexafásica foram apresentados dois métodos baseados na análise dos padrões característicos de cada tipo de falha. Um método baseado na análise geométrica das componentes principais das correntes de fase em coordenadas naturais, e um segundo método baseado na evolução do centro de massa das correntes de fase da máquina em coordenadas dq . Ambos os métodos mostraram uma elevada eficiência e robustez na detecção de falhas, pois são praticamente independentes dos parâmetros da máquina e da carga que lhe está aplicada, acrescentando ainda informação sobre a severidade da falha. No entanto, o método baseado na evolução do centro de massa das correntes de fase em coordenadas dq apresenta a limitação de, no caso de falha de estator, apenas detetar a falha não permitindo a identificação da fase em que esta ocorre, a que se acrescenta a necessidade da transformação de variáveis.

Para detecção e diagnóstico da falha do inversor, nomeadamente a detecção de falha de semicondutor ou de braço e respetiva identificação onde esta ocorre, foi proposto um método baseado na análise do centro de massa das correntes de fase em coordenadas naturais. O indicador da falha de semicondutor usado no algoritmo de detecção é independente da amplitude da corrente de fase, sendo por consequência independente da carga aplicada à máquina, de que o inversor é fonte de alimentação.

Com o objetivo de validar os métodos de detecção e diagnóstico de falhas foram realizadas um conjunto de simulações, com recurso ao modelo da máquina de indução hexafásica apresentado no capítulo 3. Foram também comprovados através de vários ensaios experimentais realizados no protótipo de acionamento eletromecânico hexafásico construído.



Acionamento Hexafásico em Operação Normal e com Falha

5.1 - Introdução

As sociedades mais desenvolvidas e industrializadas necessitam de um sistema produtivo organizado e automatizado em unidades industriais, com elevados níveis de produtividade e de padrões qualidade nos seus produtos. Nestes processos industriais os acionamentos eletromecânicos de velocidade variável revelam grande importância pelo seu elevado desempenho e capacidade de funcionamento permanente (de forma ininterrupta).

No entanto, nenhum acionamento eletromecânico está isento de apresentar funcionamento deficiente na presença de uma falha ou de uma combinação simultânea de falhas, pelo que o recurso à máquina de indução hexafásica, associado a um plano de manutenção adequado, possibilita uma maior disponibilidade de serviço do acionamento e por conseguinte maior fiabilidade do industrial no qual está inserido.

De acordo com (White, 1996) (Zhang, 2008) considera-se tolerância a falhas como a capacidade de um sistema genérico manter os objetivos de funcionamento, apesar da ocorrência de uma falha num ou em vários componentes ou sub-sistemas.

Existem, no entanto, duas condições que condicionam tolerância a falhas, no caso particular de acionamentos eletromecânicos:

- O conhecimento do número e do tipo de falhas que provoca um funcionamento inaceitável do acionamento;
- A definição do que se considera ser um funcionamento inaceitável do acionamento.

O aumento do nível de tolerância a falhas implica um crescimento do preço e da complexidade do acionamento eletromecânico. No entanto, este pode ser compensado pelo o custo associado a um mau funcionamento ou a uma paragem do acionamento, que se pretende evitar com a utilização de um sistema tolerante a falhas.

Nos acionamentos equipados com máquina de indução polifásica (com número superior a três) existe um aumento do custo face ao tradicional acionamento com máquina trifásica; nomeadamente no inversor pois o número de semicondutores de potência é diretamente proporcional ao número de fases. Relativamente à máquina, se esta for construída em igual número que a máquina trifásica o seu custo deverá ser semelhante. O maior número de fases permite que o acionamento continue em funcionamento mesmo na presença de falha numa fase.

Para que o acionamento eletromecânico possa ser considerado tolerante a falhas é necessário que se verifiquem os seguintes requisitos:

a) Redundância

A redundância consiste na utilização de um número de elementos ou sub-sistemas superior ao necessário, com o objetivo de diminuir a possibilidade de perda de serviço, fazendo com que os efeitos de falha num sub-sistema sejam eliminados com a entrada em serviço de um sub-sistema suplementar ou que o sistema possa funcionar, de forma aceitável, com falha ou perda de um sub-sistema ou elemento. A utilização da máquina de indução hexafásica e do respetivo inversor, pelo seu maior número de fases, acrescenta por si redundância face ao tradicional acionamento com máquina trifásica.

A redundância associada ao método de deteção e diagnóstico de falhas possibilita ao acionamento alguma tolerância a falhas, uma vez que pode evitar a evolução catastrófica de danos incipientes. No entanto, a redundância, obtida pelo maior número de fases, não é suficiente para garantir que o sistema seja verdadeiramente tolerante a falhas, pois, podem

existir combinações de falhas, que originam um funcionamento inaceitável do acionamento, ou mesmo a sua paragem.

b) Detecção e diagnóstico da falha

A existência de um sistema de deteção e diagnóstico da ocorrência de uma falha, na máquina ou no inversor, é o fator essencial para que o acionamento possa ser considerado tolerante a falhas. A deteção de falhas não se deve restringir apenas às que provocam paragem do acionamento, mas sim a todas as falhas com características evolutivas. A sua deteção deve ocorrer num estado muito inicial, por forma a evitar a ocorrência de um conjunto de falhas em cadeia que podem levar à paragem do acionamento ou de toda a instalação.

c) Isolamento da falha

Quando uma falha é detetada, na máquina ou no inversor, esta deve ser convenientemente isolada de forma a evitar que a sua propagação possa levar à indisponibilidade do acionamento. Nos acionamentos com máquina de indução polifásica, e respetivo inversor, o isolamento da falha possibilita que o acionamento permaneça em funcionamento usando um menor número de fases.

Os sistemas tolerantes a falhas podem ser classificados em vários níveis, conforme a sua maior ou menor tolerância à presença de falhas (Cardoso, 2006):

- Tolerância a falhas total: na presença de falha(s), o sistema continua em operação com a mesma funcionalidade;
- Degradação permitida: na presença de falha(s), o sistema continua em operação com uma degradação parcial do funcionamento, mas com um desempenho ainda aceitável;
- Paragem segura: a presença da(s) falha(s) não permite a operação do sistema que é colocado automaticamente em condições de segurança, ou seja, é efetuada a paragem do sistema de forma segura.

Neste sentido, o acionamento eletromecânico com máquina de indução hexafásica, por possuir um maior número de fases, apresenta tolerância a falhas possibilitando o funcionamento com desempenho degradado na presença de falhas.

Sendo que a máquina de indução hexafásica usada neste trabalho apresenta uma dupla estrela no estator com neutros independentes e ângulo de defasamento entre as estrelas $\alpha = 60^\circ$, o número de vetores de tensão (para as $2^6 = 64$ combinações possíveis de estado dos semicondutores do inversor de tensão hexafásico) é de apenas seis vetores de tensão ativos or estrela, acrescidos dos vetores nulos, o que limita possíveis alterações e melhorias no método de controlo com vista a otimizar o desempenho do acionamento.

Neste capítulo será apresentado um acionamento eletromecânico hexafásico com controlo direto de binário em operação normal e com falha, equipado com sistemas de detecção e diagnóstico de falhas, quer na máquina quer no inversor, baseados em algoritmos de análise de padrões das correntes de fase, apresentados no capítulo 4.

Para cada tipo de operação do acionamento é realizada uma análise do seu funcionamento, nomeadamente em condição de falha, através do cálculo do respetivo índice de severidade para cada tipo de falha e as consequências desta para o funcionamento do acionamento.

Resultados de simulação numérica e de ensaios experimentais são também apresentados para as referidas condições.

Na secção 5.3 será apresentado o método de controlo direto de binário adotado para o controlo do acionamento proposto, sendo que a secção seguinte se apresenta a modelação do inversor tipo fonte hexafásico.

5.2 – Modelação do inversor de tensão hexafásico

Nesta secção apresenta-se a modelação do conversor eletrónico de potência, inversor do tipo fonte de tensão hexafásico (*VSI – Voltage Source Inverter*), desenvolvido para o acionamento com máquina de indução hexafásica.

A Figura 5.1 apresenta o esquema de potência do inversor do tipo fonte de tensão de seis fases e dois níveis de tensão, composto por 12 semicondutores de potência, dois por cada braço do inversor, alimentados por uma fonte de tensão contínua U_{CC} . De modo, a tornar mais simples a análise e modelação do inversor, serão considerados ideais todos

semicondutores de potência usados no inversor, e desprezada a influência dos necessários “tempos mortos”.

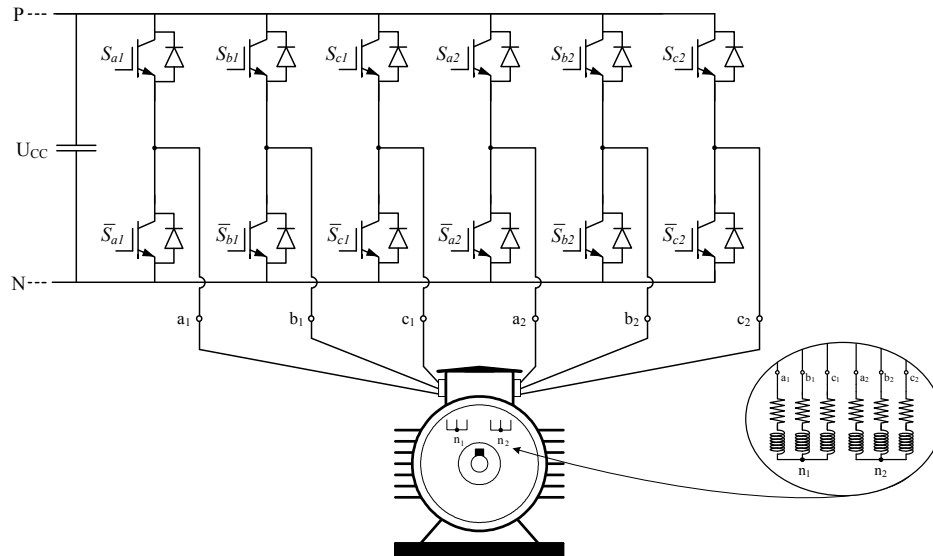


Figura 5.1 – Esquema de potência do acionamento eletromecânico com máquina de indução hexafásica.

Para o inversor de seis fases o número de combinações diferentes dos estados dos semicondutores é de $2^6 = 64$ estados. No entanto, a utilização da máquina de dupla estrela de estator com neutros independentes, obriga a considerar o inversor hexafásico como o paralelo de dois inversores trifásicos (Grandi, 2008), limitando desta forma o número de possíveis combinações a 8 para cada inversor.

A identificação de cada um dos semicondutores do inversor é representada por S_{ji} a onde índice "j" representa as fases de estator ($j = a, b, c$) e "i" a respetiva estrela ($i = 1, 2$). O estado de cada semicondutor do inversor é representado por $S_{ji} = 1$ quando está à condução (interruptor fechado) e por $S_{ji} = 0$ quando está ao corte (interruptor aberto). Os pares de semicondutores S_{ji} e \bar{S}_{ji} do mesmo braço são complementares. Para um determinado braço do inversor, se $S_{ji} = 1$ ($\bar{S}_{ji} = 0$) a tensão U_{jiN} entre o ponto médio de cada braço e ponto N do inversor é igual à tensão do barramento de corrente contínua e vale U_{CC} . Caso contrário, se $\bar{S}_{ji} = 1$ ($S_{ji} = 0$) o semicondutor inferior do braço está à condução, e a tensão U_{jiN} é nula. Desta forma, podem definir-se as tensões no ponto médio de cada braço, relativamente ao

ponto N , de forma generalizada, em função do estado dos semicondutores e da tensão do barramento de corrente contínua, U_{CC} , através da equação (5.1):

$$U_{jiN} = S_{ji} U_{CC} \quad (5.1)$$

a) *Modelo do inversor em coordenadas naturais*

A partir do estado do semicondutor S_{ji} e do seu complementar \bar{S}_{ji} , é possível representar o inversor num esquema simplificado, em que os dois semicondutores de cada braço podem ser substituídos por um único interruptor por braço, como se apresenta na Figura 5.2. Assim, quando $S_{ji} = 1$ significa que a fase do estator " ji " está ligada ao potencial P e quando $S_{ji} = 0$ a fase está ligada ao potencial N , do barramento de tensão contínua do inversor.

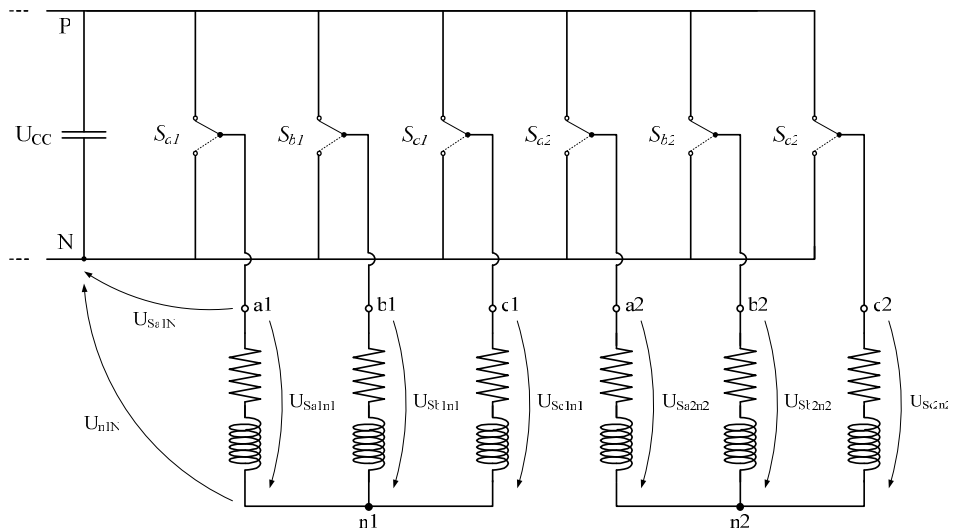


Figura 5.2 - Modelo simplificado do inversor de seis fases.

Considerando a equação (5.1) e o estado dos semicondutores de cada um dos braços representados pelo interruptor S_{ji} , obtém-se a tensão fase neutro U_{jiN} através da equação (5.2).

$$U_{jiN} = \begin{cases} U_{CC} & \rightarrow S_{ji} = 1 \\ 0 & \rightarrow S_{ji} = 0 \end{cases} \quad (5.2)$$

Dado que o inversor é a fonte de alimentação da máquina hexafásica de dupla estrela de estator, a soma das tensões nos enrolamentos de fase neutro de cada uma das estrelas é nula (5.3). Considera-se tensão no enrolamento de fase, a tensão entre o ponto médio de cada braço e o ponto de neutro de cada uma das estrelas da máquina, onde $n1$ e $n2$ representam os pontos de neutro das estrelas 1 e 2, respetivamente, como se apresenta na Figura 5.2.

$$U_{Saini} + U_{Sbini} + U_{Scini} = 0 \quad (5.3)$$

As tensões do ponto de neutro de cada uma das estrelas de estator, n_1 e n_2 , relativamente ao ponto N do inversor, ver Figura 5.2, podem ser expressas pela equação (5.4).

$$U_{niN} = \frac{1}{3}(U_{SaiN} + U_{SbiN} + U_{SciN}) \quad (5.4)$$

Substituindo a equação (5.3) em (5.4), obtém-se a equação (5.5) que expressa as tensões, em cada fase em relação ao ponto N do inversor.

$$U_{Sjini} = U_{Sjin} - U_{niN} = \frac{2}{3}U_{SaiN} - \frac{1}{3}U_{SbiN} - \frac{1}{3}U_{SciN} \quad (5.5)$$

Da mesma forma, substituindo a equação (5.2) na (5.5), obtém-se as tensões em cada fase em função dos estados dos respetivos semicondutores, expressas através da equação (5.6).

$$\begin{cases} U_{Saini} = \frac{U_{CC}}{3}(2S_{ai} - S_{bi} - S_{ci}) \\ U_{Sbini} = \frac{U_{CC}}{3}(-S_{ai} + 2S_{bi} - S_{ci}) \\ U_{Scini} = \frac{U_{CC}}{3}(-S_{ai} - S_{bi} + 2S_{ci}) \end{cases} \quad (5.6)$$

A partir das tensões simples em cada enrolamento de fase da máquina, equação (5.6), obtém-se as tensões compostas para cada estrela do estator em função dos estados dos semicondutores, que se expressa na equação (5.7).

$$\begin{cases} U_{Saibi} = U_{Sai} - U_{Sbi} = U_{CC}(S_{ai} - S_{bi}) \\ U_{Sbici} = U_{Sbi} - U_{Sci} = U_{CC}(S_{bi} - S_{ci}) \\ U_{Sciai} = U_{Sci} - U_{Sai} = U_{CC}(S_{ci} - S_{ai}) \end{cases} \quad (5.7)$$

b) Modelo do inversor em coordenadas $\alpha\beta$

Considerando a transformação de variáveis do referencial abc para o referencial $\alpha\beta$, por aplicação da transformada de *Clarke*, as tensões nos enrolamentos de fase da estrela 1 de estator da máquina, podem ser expressas no novo referencial $\alpha\beta$ de acordo com a equação (5.8). Para a estrela 2 do estator o procedimento é semelhante.

$$\begin{bmatrix} U_{\alpha 1} \\ U_{\beta 1} \\ U_{01} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{a1n1} \\ U_{b1n1} \\ U_{c1n1} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

A equação (5.9) apresenta, de forma generalizada, o vetor tensão para cada um setores no plano $\alpha\beta$, onde “ i ” representa a estrela 1 e 2.

$$\tilde{U}_i = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_{CC} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & \rightarrow k \in \{1, \dots, 6\} \\ 0 & \rightarrow k \in \{0, 7\} \end{cases} \quad (5.9)$$

Na Figura 5.3 são apresentados os vetores de comutação e respectivos setores para as estrelas 1 e 2, respectivamente.

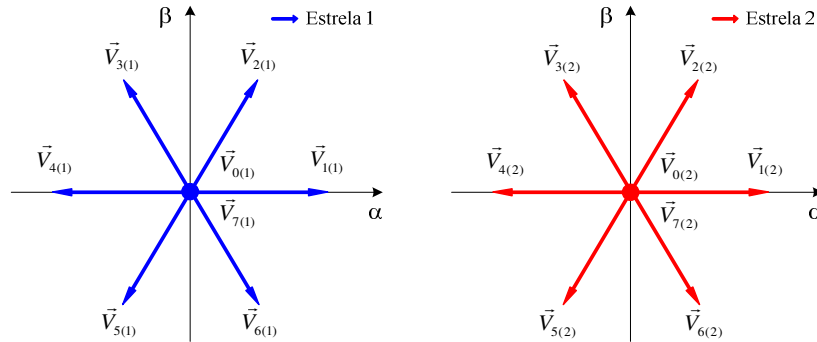


Figura 5.3 – Distribuição dos vetores de tensão no plano $\alpha\beta$, para as estrelas 1 e 2.

A Tabela 5.1 apresenta as combinações dos semicondutores do inversor que permitem gerar os vetores de tensão, apresentados na Figura 5.3, para as estrelas de estator da máquina hexafásica.

Tabela 5.1 – Combinações dos semicondutores para os vetores de tensão para as estrelas de estator da máquina hexafásica.

Vetores de Tensão	Estrela 1			Estrela 2		
	S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	S_{a2}	S_{b2}	S_{c2}
\vec{V}_0	0	0	0	0	0	0
\vec{V}_1	1	0	0	1	0	1
\vec{V}_2	1	1	0	1	0	0
\vec{V}_3	0	1	0	1	1	0
\vec{V}_4	0	1	1	0	1	0
\vec{V}_5	0	0	1	0	1	1
\vec{V}_6	1	0	1	0	0	1
\vec{V}_7	1	1	1	1	1	1

5.3 - Acionamento Hexafásico com Controle Direto de Binário

Os modernos acionamentos eletromecânicos de velocidade variável permitem o ajuste da velocidade de rotação, a regulação da posição do rotor ou o controle do binário desenvolvido pela máquina. Estes recorrem a conversores eletrônicos de potência e respetivas unidades de controlo para potenciar o desempenho das máquinas elétricas.

Os variadores de velocidade, utilizados em aplicações de velocidade variável com máquinas de indução, usam técnicas de controlo que podem ser classificadas em: métodos escalares ou métodos vetoriais. Nos métodos escalares apenas a amplitude das variáveis de controlo é controlada, quer em controladores de cadeia aberta ou fechada. O método escalar mais comum corresponde à variação simultânea da tensão e frequência, designado por $V/f=\text{constante}$, caracterizado pela sua simplicidade de implementação e desempenho adequado, embora com resposta dinâmica lenta. Os métodos vetoriais recorrem ao controlo da amplitude e fase das variáveis de controlo para, mediante modelos de maior complexidade, assegurar um desempenho mais eficaz do acionamento. O controlo vetorial permite não só controlar a amplitude da tensão e a frequência, tal como o método escalar, mas também a posição instantânea dos vetores de tensão, de corrente e de fluxo magnético. Permitindo estabelecer um controlo desacoplado de fluxo de estator e do binário eletromagnético, a utilização de métodos vetoriais resulta numa melhoria do comportamento dinâmico do acionamento. Os métodos vetoriais mais usados são o controlo por orientação de campo (*FOC – Field Oriented Control*) e o controlo direto de binário (*DTC – Direct Torque Control*).

O método de controlo direto de binário (*DTC*) apresenta-se como uma alternativa ao controlo por orientação de campo, uma vez que controla diretamente o binário eletromagnético produzido pela máquina, através do controlo do fluxo magnético ligado com os enrolamentos do estator. Esta abordagem permite uma resposta dinâmica bastante rápida, apenas limitada por condições mecânicas ou pela capacidade do inversor em gerar as tensões necessárias a aplicar aos enrolamentos de estator da máquina. Este método permite controlar tanto o fluxo de estator como o binário eletromagnético, sendo o valor destas grandezas obtido apenas por técnicas de estimação sem a necessidade de equipamentos adicionais (sensores de fluxo, binário, etc...). A correta estimação dessas grandezas depende do correto conhecimento dos parâmetros da máquina e das medidas de tensão e corrente de fase do

estator, sendo que qualquer variação dos parâmetros ao longo do ciclo de funcionamento pode resultar na degradação do desempenho do algoritmo de controlo.

O controlo direto de binário clássico usa uma estratégia bastante simples, em que o controlo do fluxo e do binário é realizado recorrendo a dois comparadores de histerese e a uma tabela de comutação, responsável por selecionar os vetores de tensão espaciais que o inversor deve aplicar à máquina (como se apresenta no diagrama de blocos da Figura 5.4).

Este método permite um controlo desacoplado do fluxo de estator e do binário, baseado na seleção ótima dos vetores de comutação a aplicar na máquina através do inversor, mas o recurso a comparadores de histerese resulta numa frequência de comutação variável dos semicondutores deste. A presença de oscilações no fluxo de estator e no binário que dependem da largura da banda de histerese dos respetivos comparadores.

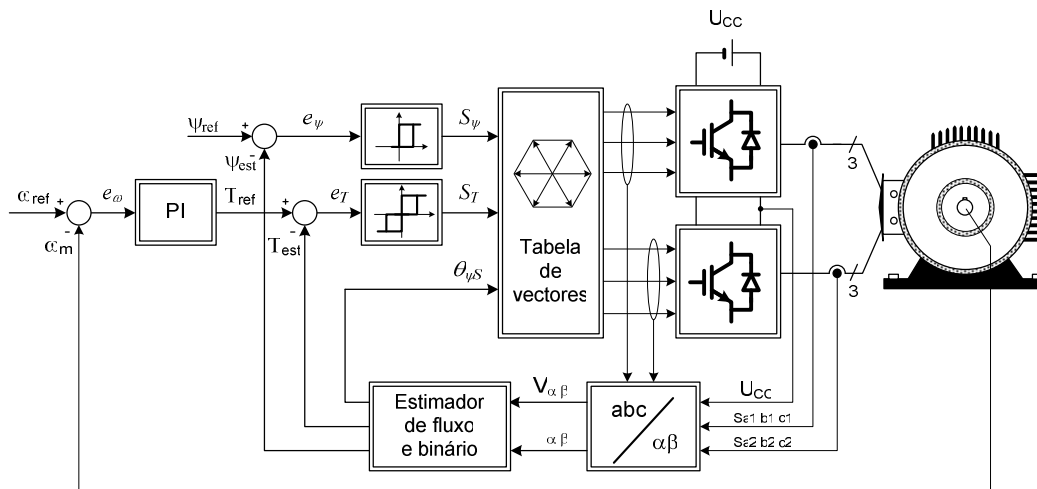


Figura 5.4 – Diagrama de blocos do controlo direto de binário.

Dadas as características de funcionamento do controlo direto de binário aplicado à máquina de indução, como principais vantagens podem enunciar-se (Marcin, 2005):

- Não necessita transformação de coordenadas relativas a referenciais em movimento, uma vez que as correntes e tensões são ambas referenciadas ao estator;
- Controlo indireto das correntes e tensões do estator;
- Controlo desacoplado de binário e fluxo;
- Correntes e fluxo de estator com forma de onda aproximadamente sinusoidais;
- Não necessita de bloco independente para a modulação da tensão;

- Apenas usa dois comparadores de histerese e um controlador *PI* para controle da velocidade;
- Não é necessário conhecer com precisão a posição do rotor, uma vez que apenas a informação do setor onde se localiza o vetor de fluxo do estator é necessário;
- Boa resposta dinâmica do binário da máquina;
- Robustez às variações dos parâmetros da máquina;
- Projeto de implementação matematicamente simples que facilita o tempo de cálculo e de medida das variáveis;
- Utiliza um modelo simplificado da máquina de indução.

Como desvantagens do controle direto de binário podem considerar-se:

- Fraco desempenho nas baixas velocidades devido à influência da resistência do enrolamento de estator;
- Necessidade de estimadores de fluxo de estator e binário eletromagnético;
- Frequência de comutação variável (depende das larguras da banda dos comparadores de histerese);
- Correntes e binário com elevado conteúdo harmônico;
- Existência de oscilação de fluxo de estator e de binário eletromagnético, devido ao recurso a comparadores de histerese;
- Necessita de elevada frequência de amostragem para aplicações de controle digital;

De acordo com o diagrama de blocos de acionamento com máquina de indução hexafásica com controle direto de binário apresentado na Figura 5.4, indica-se de seguida um resumo dos principais passos considerados na sua implementação:

- As correntes de fase de estator da máquina, I_{Sa1} , I_{Sb1}, \dots, I_{Sc2} , são medidas diretamente, através de sensores de efeito de *Hall*;
- As tensões aplicadas aos enrolamentos de fase da máquina U_{Sa1} , U_{Sb1}, \dots, U_{Sc2} são calculadas através da função de comutação do conversor e da tensão do barramento de corrente contínua, U_{CC} , esta medida diretamente;
- As correntes e tensões são transformadas para um novo sistema de coordenadas de dois eixos, $\alpha\beta$, através da aplicação da transformada de *Clarke*;

- Estimação do fluxo de estator e do binário eletromagnético através das tensões e correntes de fase em coordenadas $\alpha\beta$;
- Identificação do setor, no plano $\alpha\beta$, em que se posiciona o vetor do fluxo de estator é realizada com base no fluxo estimado;
- A velocidade de rotação pode ser medida diretamente ou estimada a partir das tensões e correntes de fase da máquina;
- O controlador de velocidade (usualmente por recurso a um controlador proporcional integral) gera o binário de referência a partir do erro de velocidade e_ω ;
- O comparador de histerese de binário eletromagnético gera três níveis de saída ($S_T = -1$, $S_T = 0$ ou $S_T = 1$), em função do erro de binário e_T (diferença entre o binário eletromagnético de referência e o estimado);
- O comparador de histerese do fluxo de estator gera dois níveis de saída ($S_\psi = 0$ ou $S_\psi = 1$) em função do erro de fluxo e_ψ (diferença entre o fluxo de referência e o estimado);
- Com base nos sinais de saída dos comparadores de histerese de fluxo de estator e de binário eletromagnético, e do setor onde o vetor fluxo de estator está posicionado, o vetor de tensão a aplicar máquina é selecionado a partir da tabela de comutação.

A estimacão do fluxo do estator deve-se à necessidade de determinar o setor onde está localizado o respetivo vetor de fluxo, no plano $\alpha\beta$, e para a estimacão do binário eletromagnético desenvolvido pela máquina (Gaspar, 2000).

Considerando o sistema de coordenadas fixo, $\alpha\beta$, ligado ao estator por aplicacão da transformada de *Clarke* às tensões e correntes de fase do estator da máquina, o vetor fluxo magnético do estator pode ser obtido a partir da equacão elétrica da máquina nesse referencial, e expresso pela equacão (5.10).

$$\vec{\psi}_{s\alpha\beta} = \int_0^t (\vec{U}_{s\alpha\beta} - R_s \vec{I}_{s\alpha\beta}) dt \quad (5.10)$$

A partir das componentes do fluxo do estator estimadas, $\psi_{s\alpha}$ e $\psi_{s\beta}$, é possível determinar o módulo e a posição do vetor fluxo de estator no plano $\alpha\beta$, pela equação (5.11).

$$\begin{cases} \psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \theta_{\psi_s} = \arctg\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right) \end{cases} \quad (5.11)$$

A estimação do binário eletromagnético desenvolvido pela máquina pode ser obtido a partir do fluxo estimado, e das correntes de fase do estator no referencial $\alpha\beta$, pela equação (5.12), onde p representa o número de pares de polos da máquina.

$$T_e = \frac{3}{2} p (\bar{\psi}_{s\alpha\beta} \times \bar{i}_{s\alpha\beta}) = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (5.12)$$

Considerando o fluxo de estator expresso pela equação (5.10) e que durante o período de comutação, T_C , a sequência de controlo do inversor é fixa (tensão constante), e que a queda de tensão devido à resistência do enrolamento do estator pode ser desprezada (exceto para baixas velocidades de rotação) o vetor de fluxo do estator no instante seguinte ($t+\Delta t$) é expresso em função do vetor de fluxo no instante atual t , pela equação (5.13), e representado na Figura 5.5, onde $\Delta\bar{\psi}_s$ é representada a variação do fluxo no período de comutação, T_C .

$$\bar{\psi}_s(t + \Delta t) = \bar{\psi}_s(t) + \bar{U}_s \Delta t \quad \Rightarrow \quad \Delta\bar{\psi}_s = \bar{U}_s T_C \quad (5.13)$$

A partir da equação (5.13) verifica-se que a trajetória do vetor fluxo do estator $\bar{\psi}_s$ segue a mesma direção do vetor de tensão \bar{U}_s , durante o intervalo de tempo Δt , como se pode observar nas Figuras 5.5 a) quando é aplicado o vetor \bar{V}_2 . Para os restantes vetores de tensão ativos o resultado é semelhante. Quando é aplicado o vetor de tensão nula (\bar{V}_0 ou \bar{V}_7) o vetor fluxo $\bar{\psi}_s$ fica estacionário. Por aplicação do vector \bar{V}_2 existe uma variação positiva no ângulo de posição do vetor de fluxo, $\Delta\theta_{\psi_s}$, que resulta no aumento do binário desenvolvido pela

máquina (consequência do fato do binário depender do produto externo dos fluxos como se induca na equação 5.12)), onde θ_{ψ_S} representa ao ângulo formado pelos vetores de fluxo do estator e do rotor, como apresentado na Figura 5.5 b). Caso contrário, quando aplicado um determinado vetor de tensão que se traduz numa variação negativa de $\Delta\theta_{\psi_S}$, tal resulta numa diminuição do binário eletromagnético.

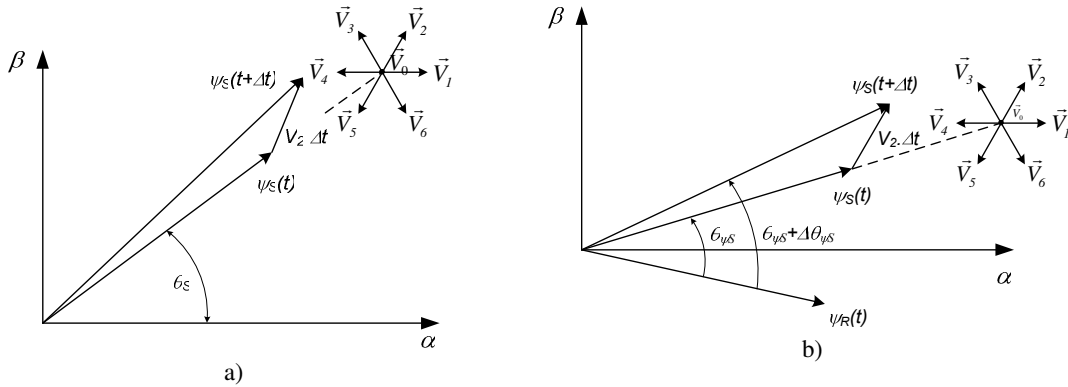


Figura 5.5 - Evolução do vetor de fluxo do estator e do binário em função do vetor de tensão \vec{V}_2 : a) Fluxo de estator, b) Binário eletromagnético.

Por forma, a garantir que o vetor fluxo do estator $\vec{\psi}_S$ mantém uma trajetória circular de raio médio constante, como se mostra na Figura 5.6, é usado um comparador de histerese de dois níveis, cujos limites superior e inferior correspondem às circunferências de maior e menor raio, respetivamente. A largura da banda de histerese deve ser selecionada por forma a reduzir as oscilações da amplitude do fluxo, a frequência de comutação dos semicondutores e o tempo de cálculo no processamento necessário para as aplicações práticas.

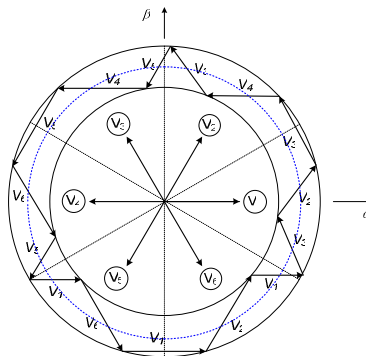


Figura 5.6 - Evolução do fluxo do estator no plano $\alpha\beta$ em função do vetor de tensão aplicado no sentido anti-horário.

Para seleção do vetor de tensão que o inversor deve aplicar à máquina, deve ter-se em conta a identificação do setor espacial, ou seja, a localização no plano $\alpha\beta$ do vetor fluxo de estator em cada período de amostragem. Os setores no plano $\alpha\beta$ são definidos pela divisão desse plano em 6 partes iguais, de acordo com a Figura 5.7, e numerados de 1 a 6, com designação S_k e onde $k = 1, 2, \dots, 6$ ($S1, S2, \dots, S6$). Cada setor contém um único vetor de tensão e os vetores nulos são representados na origem do referencial.

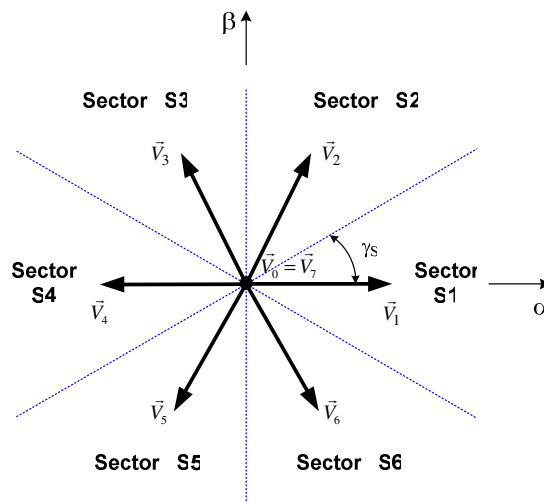


Figura 5.7 - Representação dos setores espaciais no plano $\alpha\beta$.

De acordo com a Tabela 5.2 determina-se o vetor de tensão a aplicar na máquina em cada setor em função da evolução, crescimento ou decrescimento, do fluxo de estator e do binário de forma simultânea, onde S_{ψ} representa a saída do comparador de histerese de dois níveis do fluxo de estator e S_T a saída do comparador de histerese de três níveis do binário eletromagnético. O símbolo (\uparrow) representa aumento da grandeza, (\downarrow) a diminuição e (-) sem variação.

Tabela 5.2 - Sequência de vetores de tensão para o controlo direto de binário.

		Setor					
		S1	S2	S3	S4	S5	S6
$S_{\psi} = 1$ (\uparrow)	$S_T = +1$ (\uparrow)	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1
	$S_T = 0$ (-)	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0
	$S_T = -1$ (\downarrow)	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5
$S_{\psi} = 0$ (\downarrow)	$S_T = +1$ (\uparrow)	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2
	$S_T = 0$ (-)	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7
	$S_T = -1$ (\downarrow)	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4

A partir da anterior tabela de comutação foi desenvolvido um controlador de velocidade baseado no controlo direto de binário para o acionamento eletromecânico com máquina de indução hexafásica. De seguida serão apresentados resultados de simulação numérica e de ensaios experimentais, para o referido acionamento em operação normal e com falha.

5.3.1 - Acionamento Hexafásico com Controlo Direto de Binário em Operação Normal Sem Falha

A partir do modelo dinâmico desenvolvido para a máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator apresentado no capítulo 3, do modelo do inversor apresentado na secção 5.2 e do método de controlo direto de binário aplicado à máquina hexafásica, apresentam-se de seguida um conjunto resultados de simulação e de ensaios experimentais obtidos com o protótipo de acionamento eletromecânico hexafásico desenvolvido para o efeito. Na Figura 5.8 apresenta-se uma fotografia do protótipo, constituído por um inversor de seis fases e respetiva máquina de indução hexafásica, com velocidade controlada pelo método de controlo direto de binário. As tensões e correntes de fase do estator são obtidas através de sensores de efeito de *Hall* e a velocidade rotação do através de um gerador taquímetro. Como carga mecânica a aplicar a máquina hexafásica do acionamento foi usada

uma máquina de corrente contínua de excitação independente, funcionando como gerador, associada a uma carga resistiva.

Para o controlo digital do *DTC* foi usado um microcontrolador *dsPIC30F4011* da *Microchip*. No sentido de otimizar a velocidade de processamento no microcontrolador, a estimação do fluxo de estator e do binário eletromagnético, bem como o controlador *PI* foram implementados por recurso a circuitos eletrónicos analógicos. Assim, no microcontrolador apenas foram implementados a identificação do setor onde se encontra o vetor de fluxo de estator, os comparadores de histerese e a respetiva tabela de comutação.

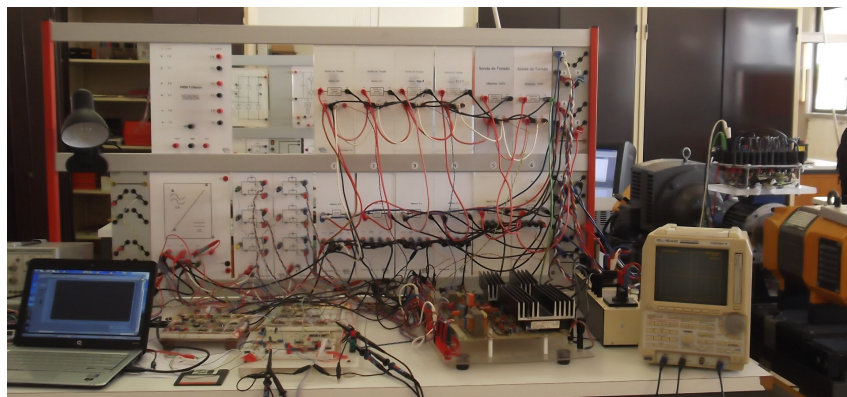


Figura 5.8 - Fotografia do protótipo experimental constituído por máquina de indução hexafásica e respetivo inversor.

Na Figura 5.9 apresentam-se resultados de simulação numérica do acionamento com máquina de indução hexafásica com controlo de velocidade baseado no método de controlo direto de binário. Para uma referência de velocidade de 500 rpm , e com a máquina sem carga, efetua-se o arranque até ao instante $t \approx 1,1 \text{ s}$ onde se aplica um escalão de binário de carga de 3 Nm . As Figuras 5.9 a) e b) apresentam a evolução das correntes de fase de estator e de rotor da máquina, respetivamente. A Figura 5.9 c) mostra a evolução da velocidade de rotação da máquina, onde se observa a resposta do controlo à redução de velocidade devido ao binário de carga aplicado à máquina, e na Figura 5.9 d) ilustra-se a evolução do binário eletromagnético desenvolvido, necessário para manter a velocidade desejada.

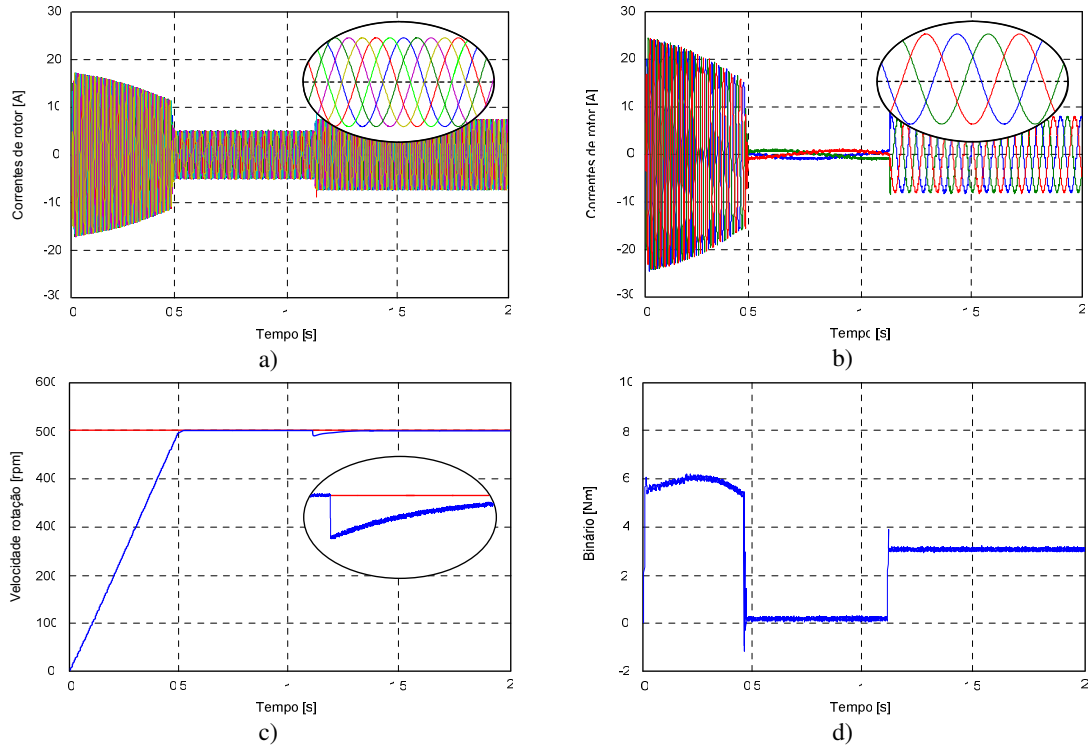
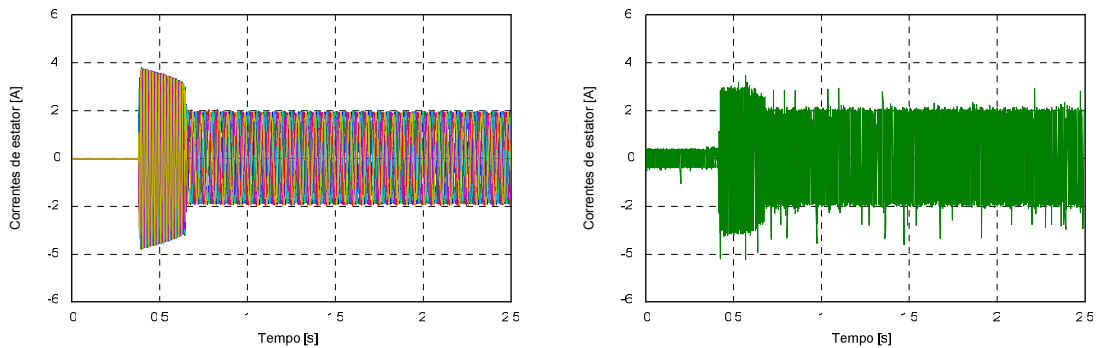


Figura 5.9 - Resultados de simulação: a) Correntes de fase de estator, b) Correntes de rotor, c) Velocidade de rotação, d) Binário eletromagnético.

As Figuras 5.10 a) e b) apresentam resultados de simulação e experimentais, respectivamente, do acionamento hexafásico quando no instante $t = 0,4 \text{ s}$ é aplicado um escalão de 600 rpm na referência de velocidade. Verifica-se através das figuras o desempenho dinâmico do controlo de velocidade para uma variação degrau na referência, sendo que após um pequeno periodo transitório a velocidade de rotação da máquina assume o valor pretendido.



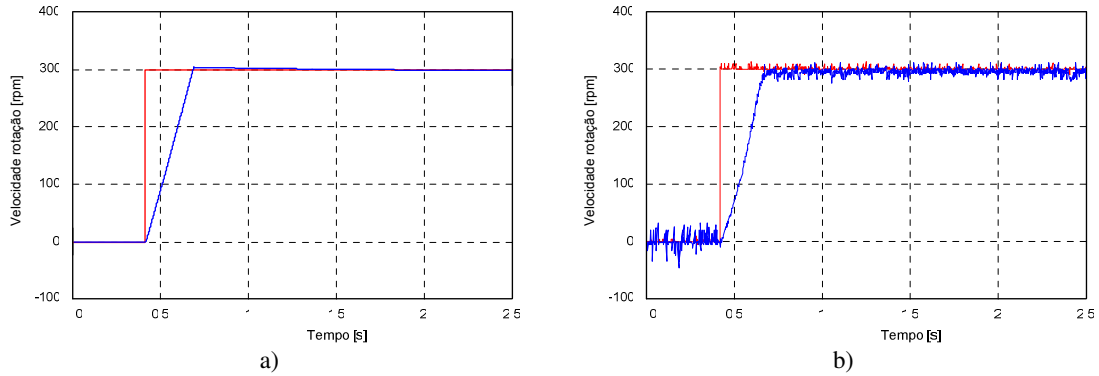
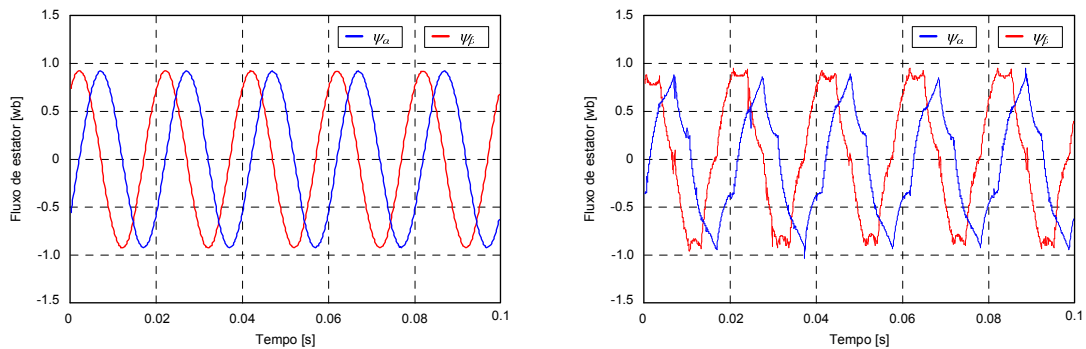


Figura 5.10 - Correntes de fases do estator e velocidade de rotação para uma referência do tipo escalão de 600 rpm: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

As Figuras 5.11 a) e b) apresentam a evolução temporal das componentes ψ_α e ψ_β do vetor fluxo de estator e a respectiva representação no plano $\alpha\beta$, obtidos por simulação e ensaios experimentais, respectivamente. As formas de onda obtidas experimentalmente, através das tensões e correntes de fases mediadas, não apresentam uma forma sinusoidal, o que resulta na representação do fluxo no plano $\alpha\beta$ diferente da circunferência obtida nos resultados de simulação. A estimação do fluxo é dependente da tensão e correntes de fase medidas, como as correntes de fase tem uma forma não sinusoidal, como mostra a Figura 5.12, cujo efeito se vai refletir nas componentes do fluxo de estator estimado. Essa deformação resulta numa representação da evolução do vetor de fluxo no plano $\alpha\beta$, diferente da trajetória circular, como acontece na simulação.



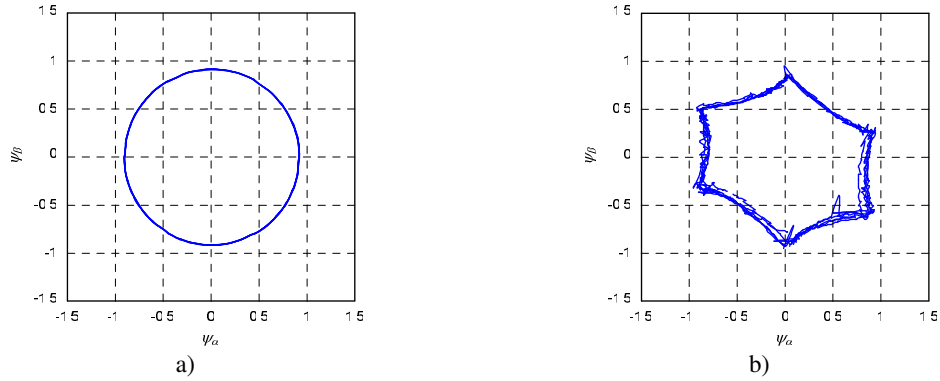


Figura 5.11 - Evolução temporal do fluxo de estator e sua representação no plano $\alpha\beta$: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

As Figuras 5.12 a) e b) apresentam a evolução temporal das correntes de fase de estator, obtidas por simulação e por ensaios experimentais, respetivamente. As formas de onda obtidas experimentalmente não apresentam uma forma sinusoidal, o que se deve essencialmente à limitações associadas ao microcontrolador usado, nomeadamente a reduzida frequência de amostragem face à rápida evolução das grandezas elétricas.

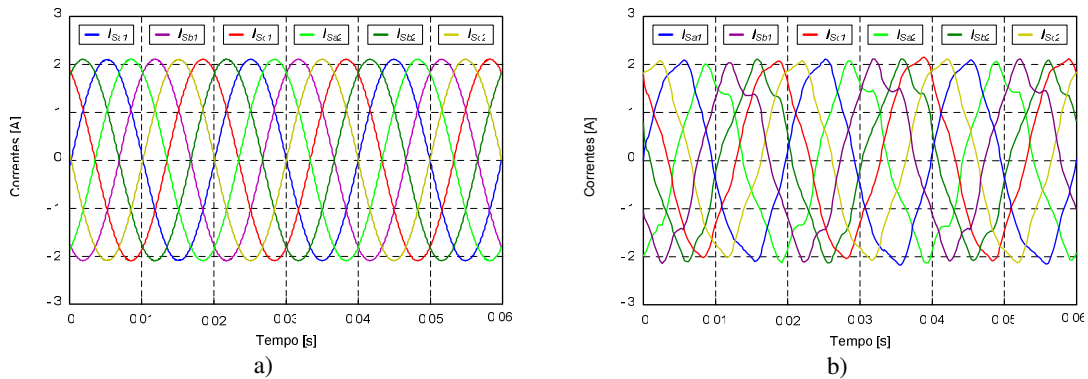


Figura 5.12 - Evolução temporal das correntes de fase de estator: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

Para as correntes de fase de estator do acionamento apresentadas na Figura 5.12 obtêm-se os respetivos padrões para as correntes no espaço a três dimensões, do acionamento em operação normal, obtidos por simulação e experimentalmente, que se apresentam nas Figuras 5.13 a) e b), respetivamente. Da mesma forma que no estudo apresentado no capítulo 4, os padrões obtidos para o acionamento sem falha, com controlo direto de binário, resultam numa circunferência no plano a 45° com os eixos do espaço a três dimensões. A

forma não circular do padrão correntes de fase obtido experimentalmente deve-se à forma de onda não sinusoidal das correntes de fase.

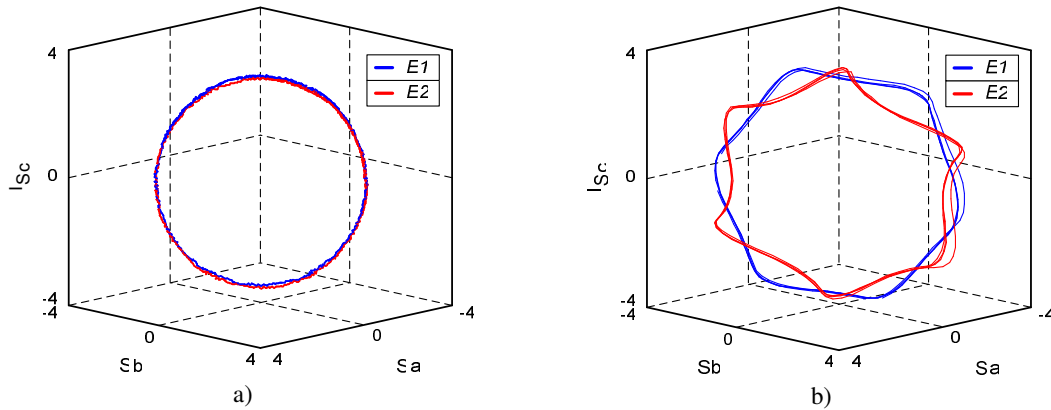


Figura 5.13 - Padrões das correntes de fase de estator no espaço a três dimensões para acionamento sem falha: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

Por aplicação ao acionamento hexafásico com o controlo direto de binário, o método de deteção e diagnóstico baseado nos padrões das correntes de fase em coordenadas naturais, apresentado no capítulo 4, apresentam-se na Tabela 5.3 os respetivos valores e vetores próprios, obtidos através da análise geométrica das componentes principais das correntes de fases para cada uma das estrelas do acionamento hexafásico sem falha.

Como esperado, em operação normal os índices de severidade obtidos por simulação são nulos para ambas a estrelas, $SI_{Sabc1} = SI_{Sabc2} \approx 0$. No entanto, os resultados obtidos através de ensaios experimentais apresentam índices de severidade ligeiramente diferentes de zero, $SI_{Sabc1} = 0,12$ e $SI_{Sabc2} = 0,15$. Tal deve-se à forma de onda não sinusoidal das correntes de fase obtidas através do controlo direto de binário. É importante realçar que este valor ficará associado ao funcionamento sem falha do protótipo experimental, somente se considerando situação de falha para índices de severidade numericamente superiores.

Tabela 5.3 - Resultados de simulação e experimentais dos valores e vetores próprios para acionamento sem falha.

	Simulação				Experimental			
	Vetores próprios		Valores próprios		Vetores próprios		Valores próprios	
	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}	\vec{e}_{2j}	\vec{e}_{1j}	λ_{1j}	λ_{2j}
Estrela 1	-0,8091 i_{Sa1} -0,4993 i_{Sb1} 0,3098 i_{Sc1}	-0,1094 i_{Sa1} 0,6430 i_{Sb1} 0,7554 i_{Sc1}	1,4077	1,4093	-0,7553 i_{Sa1} 0,6386 i_{Sb1} 0,1474 i_{Sc1}	-0,2971 i_{Sa1} -0,5341 i_{Sb1} 0,7915 i_{Sc1}	1,7525	1,5361
Estrela 2	-0,3091 i_{Sa2} 0,8091 i_{Sb2} -0,4993 i_{Sc2}	0,7554 i_{Sa2} -0,1093 i_{Sb2} -0,6461 i_{Sc2}	1,4058	1,4011	0,3199 i_{Sa2} 0,8999 i_{Sb2} -0,2962 i_{Sc2}	-0,8310 i_{Sa2} -0,1163 i_{Sb2} 0,5440 i_{Sc2}	1,5845	1,3478

5.3.2 - Acionamento Hexafásico com Controle Direto de Binário em Operação com Falha

De seguida são apresentados resultados para o acionamento hexafásico em operação com falha, na máquina ou no inversor. Para falhas na máquina indução hexafásica, com controlo direto de binário, os padrões obtidos para as correntes de fase de estator, em coordenadas naturais e dq , mantêm a mesma representação gráfica (elipse ou *donut* para falha de estator ou de rotor em, coordenadas abc , e uma circunferência ou segmento de reta em coordenadas dq) quando alimentada por seis tensões alternadas sinusoidais, tal como apresentado no capítulo 4. Para o inversor com falha de semiconductor os padrões obtidos em coordenadas naturais e dq são também semelhantes aos anteriormente apresentados.

Na Figura 5.14 apresenta-se, como exemplo, os padrões obtidos para as correntes de fase em coordenadas naturais, para estrela 1 do acionamento hexafásico com controlo de velocidade baseado na técnica de controlo direto de binário. Nas Figuras 5.14 a) a c) os padrões foram obtidos condições de funcionamento com falha de estator, de rotor e de braço do inversor, respetivamente. Para a estrela 2 os padrões obtidos seriam semelhantes aos da estrela 1.

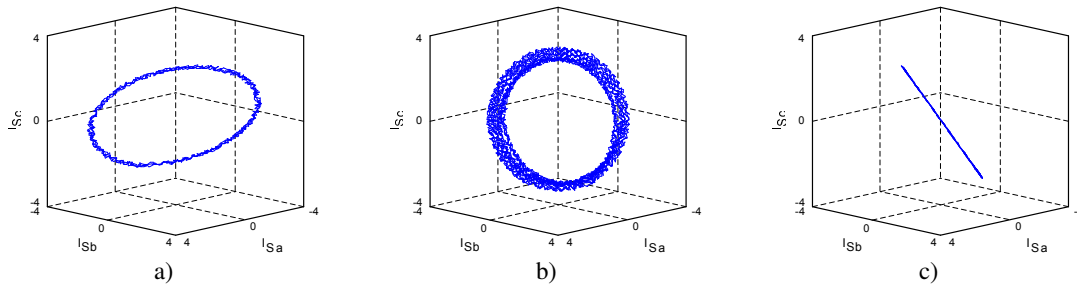


Figura 5.14 - Padrões das correntes de fase da estrela 1 em coordenadas naturais da máquina com controle DTC: a) Falha de enrolamento de estator, b) Falha de rotor, c) Falha de braço do inversor.

Da análise dos padrões obtidos na Figura 5.14, pode concluir-se que os métodos de deteção e diagnóstico de falhas apresentados no capítulo 4, para a máquina de indução hexafásica e respetivo inversor, são também válidos nos acionamentos hexafásicos com máquina de indução baseados no controlo direto de binário. A seleção do controlo direto de binário teve em consideração o facto deste ser baseado no controlo da tensão aplicada à máquina. Os métodos baseados no controlo de corrente não se apresentam como boa solução quando são considerados métodos de deteção e diagnóstico de falhas baseados na análise das correntes. Um controlo de corrente de fase na máquina mascara uma falha que assim não será detetada. Para contornar este problema será necessário fazer uma análise das tensões e não das correntes de fase (Martins, 2007b).

De seguida é apresentado um conjunto de resultados na presença de falha(s), obtidos por simulação ou diretamente do protótipo experimental, do acionamento hexafásico equipado com controlo direto de binário. As falhas consideradas são do tipo circuito aberto nos semicondutores de potência, para o inversor, e, para máquina elétrica, são consideradas as falhas de enrolamento de estator (curto-circuito entre espiras ou circuito aberto) e a falha de rotor.

A falha do tipo circuito aberto no enrolamento ou falta de fase na máquina tem o mesmo efeito no funcionamento do acionamento que a falha de braço do inversor, sendo consideradas e analisadas conjuntamente com a designação de falha de fase.

A aplicação do método de deteção e diagnóstico falhas baseado na análise dos padrões das correntes de fase em coordenadas naturais, permite a deteção da falha e a informação sobre o índice de severidade desta. Este índice permite tomar decisões sobre as ações a realizar por forma a garantir o funcionamento do acionamento ou a sua paragem em segurança.

Para uma falha no estator do tipo curto-circuito entre espiras do mesmo enrolamento da máquina, o seu efeito no funcionamento do acionamento pode ser considerado em duas formas: Primeiro, para índices de severidade reduzidos é possível manter a máquina em funcionamento (considerado ainda aceitável) com a presença da falha até à sua reparação ou substituição. Quando os índices de severidade são elevados, a falha pode representar risco para a própria máquina ou inversor, as elevadas correntes de defeito podem provocar propagação de falhas, devendo nestas condições a fase ser retirada de serviço através da abertura dos dois semicondutores do respetivo braço do inversor ou nas situações limite, efetuada a paragem da máquina. Para falhas simultâneas em enrolamentos de diferentes fases, falha de curto-circuito entre enrolamentos de fases distintas e entre fase e carcaça da máquina o procedimento consiste em isolar as fases afetadas, através de atuação no comando dos semicondutores dos respetivos braços de inversor dessas fases.

Na falha de rotor da máquina o procedimento é semelhante ao usado para o estator, sendo que a avaliação do índice de severidade indica a ação a realizar. A falha de rotor manifesta-se pela modelação de baixa frequência nas correntes de fase e na geração vibrações no acionamento que se podem propagar à carga e outros equipamentos. Assim, nalguns casos, mesmo para índices de severidade reduzidos o procedimento deve ser a paragem do acionamento.

No inversor a falha de circuito aberto pode ocorrer num ou nos dois dos semicondutores do mesmo braço, ou mesmo em braços diferentes. A falha de apenas um dos semicondutores, superior ou inferior, garante apenas condução numa alternância, o que resulta numa corrente de fase com componente continua aplicada à máquina. Assim, quando ocorre falha apenas num semicondutor, deve ser bloqueado o comando do outro semicondutor de forma a retirar o braço e a respetiva fase de serviço. Do ponto de vista do acionamento uma falha de inversor deve ser considerada como uma falha de braço ou falta de fase.

a) Falha de enrolamento de estator na máquina de indução hexafásica

A Figura 5.15 apresenta resultados de simulação do acionamento hexafásico com controlo de velocidade baseado no método de controlo direto de binário, com referência de velocidade de 200 rpm e binário de carga de 1 Nm. No instante $t = 0,12$ s é provocada uma falha de enrolamento de estator com coeficiente de falha $g_s = 0,8$ (curto-circuito entre espiras do

enrolamento de fase “ a_1 ”). As Figuras 5.15 a) e b) apresentam as correntes de fase de estator e o as grandezas mecânicas (binário e velocidade de rotação), respectivamente.

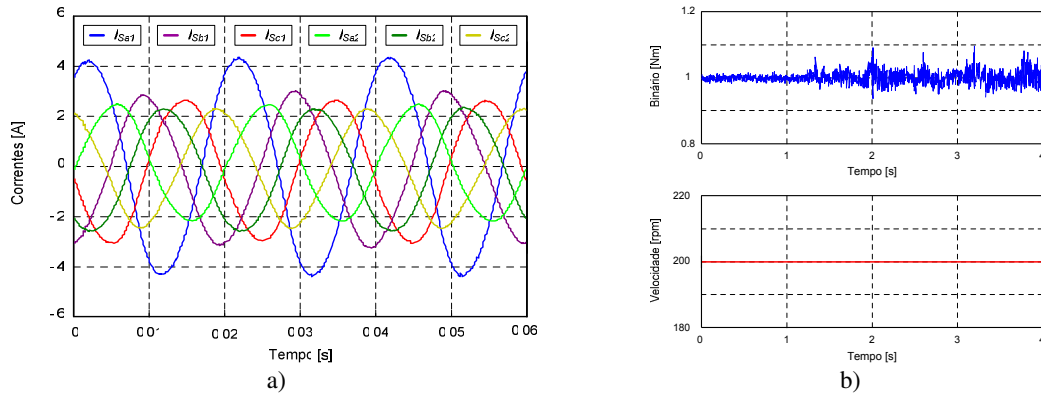


Figura 5.15 - Resultados de simulação do acionamento com falha de enrolamento da fase “ a_1 ” de estator: a) Correntes de fase de estator b) Grandezas mecânicas (Binário e Velocidade).

A Figura 5.16 apresenta resultados experimentais de operação do acionamento hexafásico com falha de estator na máquina, curto-circuito entre espiras do enrolamento de fase “ a_1 ”, (aproximadamente 25 % do enrolamento em curto-circuito). Verifica-se que ocorrência da falha de estator tem como consequência a presença oscilações no binário, mas sem provocar alteração significativa na velocidade de rotação da máquina, Figura 5.16 b). Este tipo de falha não tem consequência direta no desempenho do acionamento, no entanto, para índices de severidade elevados esta falha pode representar risco para o acionamento, devido a elevadas correntes nas fases em falha.

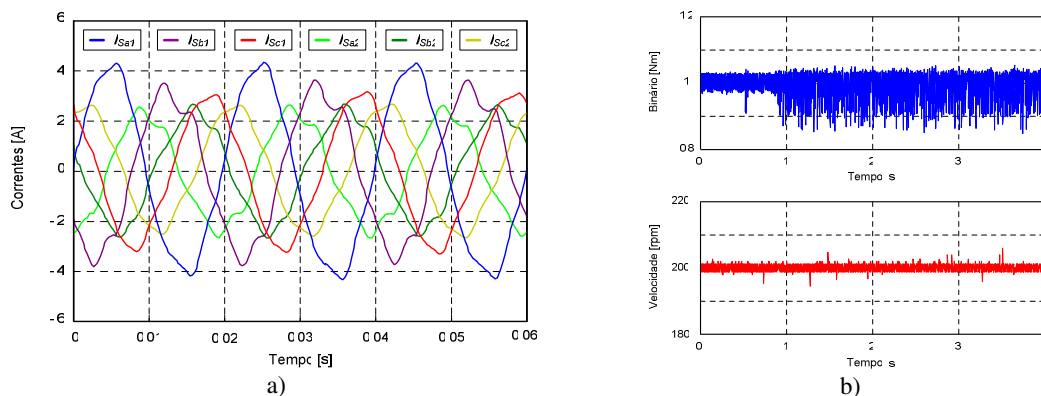


Figura 5.16 - Resultados experimentais do acionamento com falha de enrolamento da fase “ a_1 ” de estator: a) Correntes de fase , b) Binário e velocidade de rotação.

Para operação do acionamento com falha de enrolamento de fase na máquina, os índices de severidade, obtidos a partir dos valores próprios das correntes de fase em simulação, em cada estrela são $SI_{Sabc1} = 0,46$ e $SI_{Sabc2} \approx 0$, o que de acordo com o algoritmo de detecção indica a presença de falha de enrolamento na estrela 1. Nos ensaios experimentais obtiveram-se os seguintes índices de severidade $SI_{Sabc1} = 0,41$ e $SI_{Sabc2} = 0,11$, para cada estrela. Verifica-se tal como referido anteriormente, que o índice de severidade da estrela sem falha não é nulo mas com valor semelhante ao índice de severidade considerado para funcionamento sem falha ($SI_{Sabc2} = 0,15$).

Na Figura 4.17 apresentam-se os padrões das correntes de fase de estator no espaço a três dimensões, obtidos por simulação e experimentalmente, para operação do acionamento com falha de enrolamento da máquina. Dos vetores próprios obtidos a partir destes padrões conclui-se sobre a fase onde ocorre a falha.

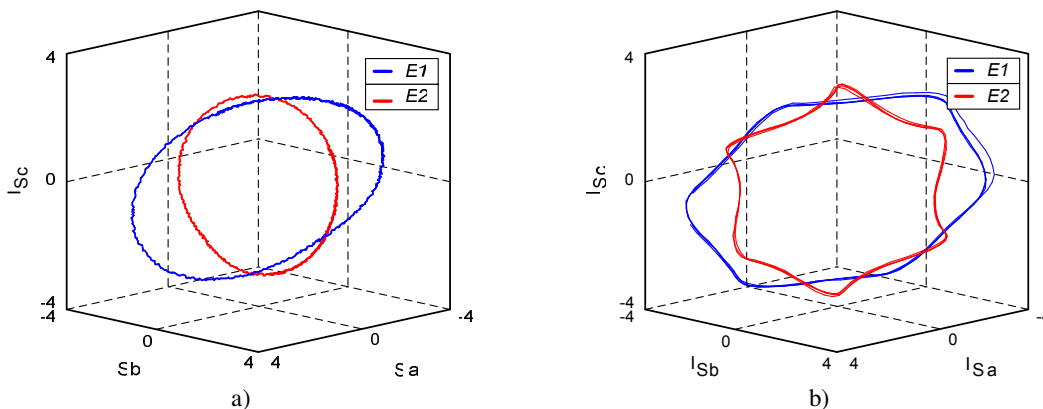


Figura 4.17 – Padrões das correntes de fase de estator no espaço a três dimensões para acionamento com falha de enrolamento de estator: a) Resultados de simulação, b) Resultados experimentais.

b) Falha de rotor na máquina de indução hexafásica

Na Figura 5.18 apresentam resultados de simulação do acionamento hexafásico com falha de rotor a partir do instante $t = 0,07$ s. Verifica-se nas correntes de fase do estator e do rotor uma elevada variação na amplitude e na forma de onda com a presença da falha como se ilustram as Figuras 5.18 a) e b). As variações nas correntes de rotor resultam em elevadas oscilação no binário eletromagnético, como se pode verificar na Figura 5.18 c), que têm como consequência uma forte oscilação na velocidade de rotação da máquina, como se apresenta na Figura 5.18 d). Este tipo de falha gera elevadas vibrações na máquina e na carga, pelo que o procedimento adequado é a paragem em segurança do acionamento.

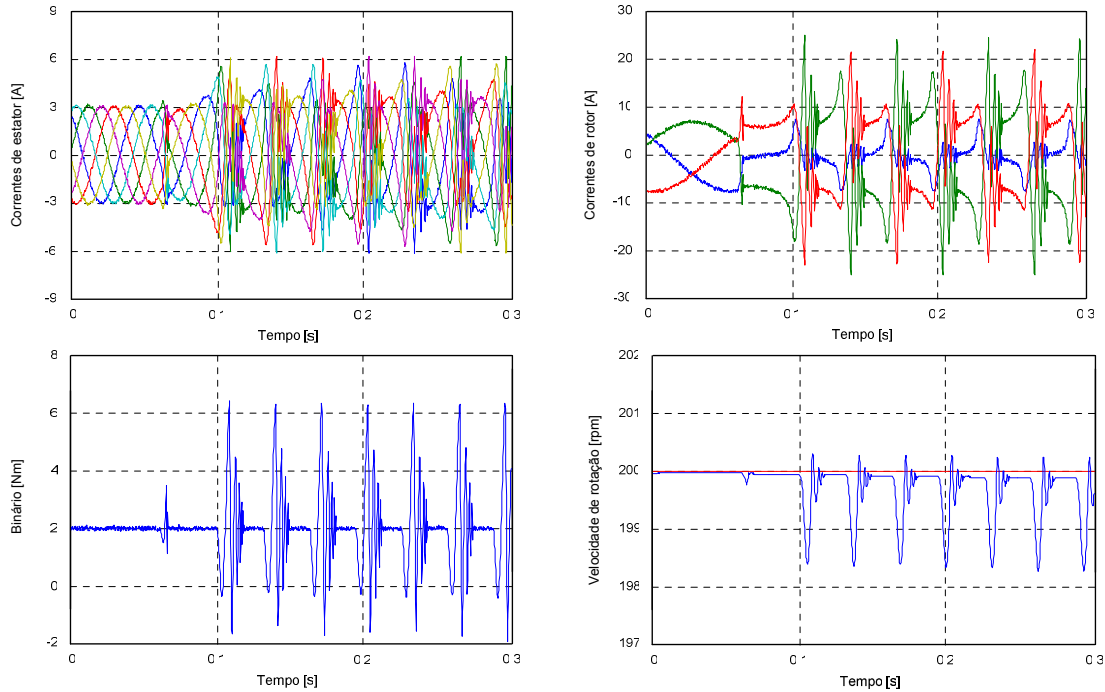


Figura 5.18 - Resultados de simulação do acionamento com falha de rotor: a) Correntes de fase de estator, b) Correntes de rotor, c) Binário, d) Velocidade de rotação.

c) Falha de circuito aberto de um semicondutor do inversor

Na Figura 5.19 apresentam-se os resultados de simulação para o funcionamento do acionamento hexafásico com falha, de circuito aberto, no semicondutor superior “ S_{a1} ”, do braço que alimenta a fase “ a_1 ” da estrela 1 da máquina. Esta falha tem como consequência o surgimento de uma componente contínua na corrente de fase onde ocorre a falha e nas correntes das restantes fases dessa estela, como se mostra nas Figuras 5.19 a) e b), respetivamente.

Nesta situação, embora o outro semicondutor possa continuar em funcionamento, o braço respetivo deve ser desligado, por forma, a evitar aplicar correntes de fase com componente contínua sejam aplicadas na máquina com a respetiva degradação do seu funcionamento.

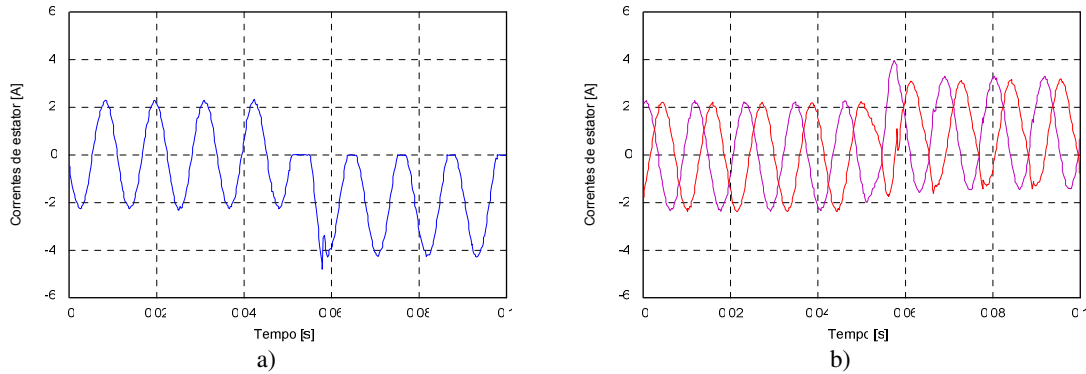


Figura 5.19 - Resultados de simulação do acionamento com falha de semicondutor “ S_{a1} ” do inversor: a) Corrente na fase “ a_1 ”, e b) Correntes nas restantes fases da estrela 1.

O método de detecção identificação de falhas de semicondutor baseado na trajetória do centro de massa das correntes de fase, aplicado às correntes de fase da estrela 1, apresentadas na Figura 5.19, resulta na evolução das variáveis de diagnóstico normalizadas, NDV_{ij} , apresentada na Figura 5.20. A análise dos resultados permite identificar o semicondutor superior do braço da fase “ a_1 ” como o semicondutor onde ocorre a falha.

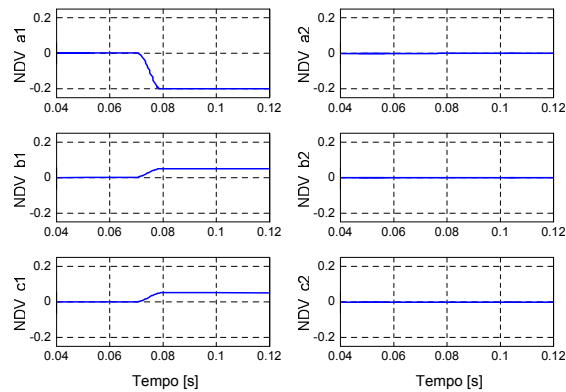


Figura 5.20 - Resultados de simulação da evolução das variáveis de diagnóstico normalizadas, para falha de semicondutor “ S_{a1} ”.

d) Falha de circuito aberto no braço de uma fase do inversor

A Figura 5.21 apresenta resultados de simulação do acionamento hexafásico com falha do de circuito aberto na fase “ a_1 ” (circuito aberto no enrolamento de fase da máquina ou falha de braço do inversor). De início a máquina encontra-se sem carga, sendo que a partir do instante $t = 0,07 s$ é aplicado um binário de carga do tipo escalão de $2 Nm$. As Figuras 5.21 a) e b) apresentam a evolução das correntes de fase e do binário eletromagnético,

respetivamente. A perda de uma fase reduz a potência da máquina, resultado de um menor número de vetores de tensão disponíveis, limitando o desempenho do sistema com a consequente oscilação no binário desenvolvido. Para pequenos binários de carga, na ausência de uma fase, o acionamento pode continuar em funcionalmente com desempenho aceitável. Caso contrário, para elevados binários de carga existe uma degradação do funcionamento do acionamento, como mostra a Figura 5.22, com a consequente da paragem do acionamento.

Como se apresenta na Figura 5.22, após o arranque em vazio, no instante $t = 0,7 \text{ s}$ é aplicado um binário de carga do tipo escalão na máquina de $3,5 \text{ Nm}$. Verifica-se que nestas condições de carga, e com falha de fase, o acionamento apresenta ainda um funcionamento aceitável, com a máquina a rodar com velocidade igual ao valor de referência, Figura 5.22 a). No instante $t = 1,4 \text{ s}$ o binário de carga aplicado à máquina é elevado para 4 Nm . Este binário de carga resulta num funcionamento do inaceitável do acionamento, como se pode verificar pela evolução da velocidade de rotação da Figura 5.22 b). Para binários de carga superiores a $3,5 \text{ Nm}$ o funcionamento do acionamento torna-se inaceitável, a redução da potência da máquina não permite ao controlador manter a velocidade de referência.

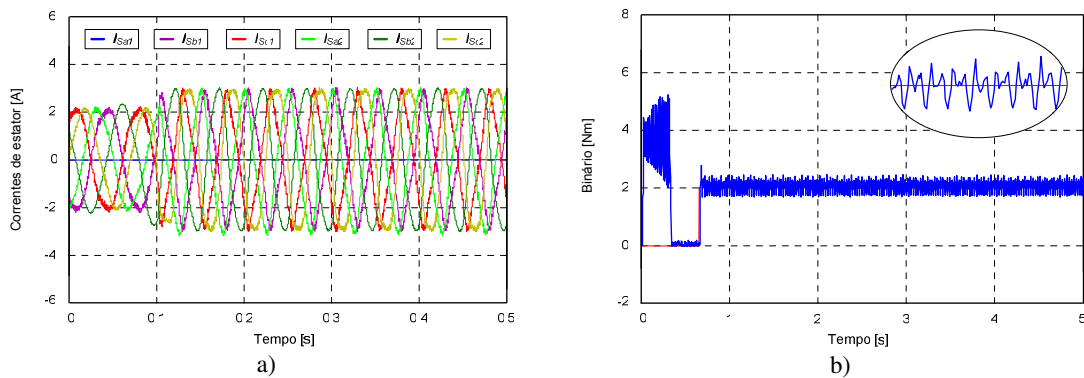


Figura 5.21 - Resultados de simulação do acionamento com falha de braço da fase “a1”: a) Correntes de fase do estator, b) Binário.

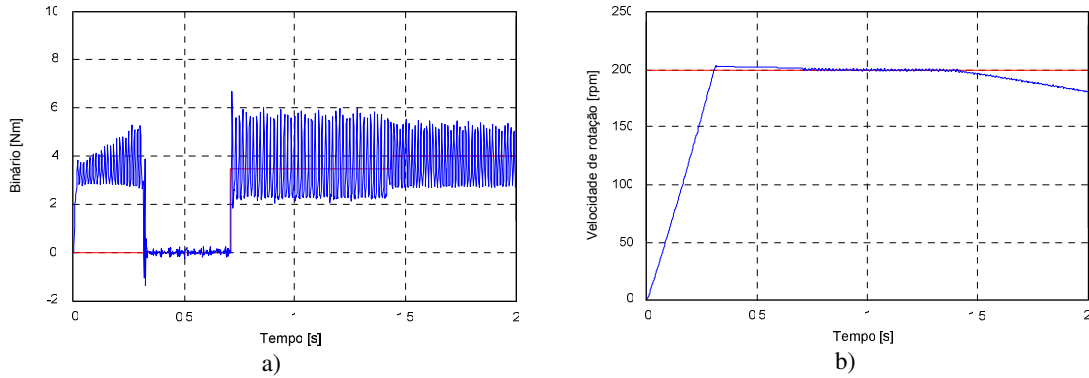


Figura 5.22 - Resultados de simulação do acionamento com falha na fase “ a_1 ” em carga: a) Binário, b) Velocidade de rotação.

A Figura 5.23 apresenta resultados de ensaios experimentais do acionamento em operação com falha, falta da fase “ a_1 ” da máquina ou respetivo braço do inversor, para uma referência de velocidade de 200 rpm. A Figura 5.23 a) ilustra a evolução das correntes de fase de estator e na Figura 5.23 b) o binário eletromagnético desenvolvido e velocidade de rotação da máquina.

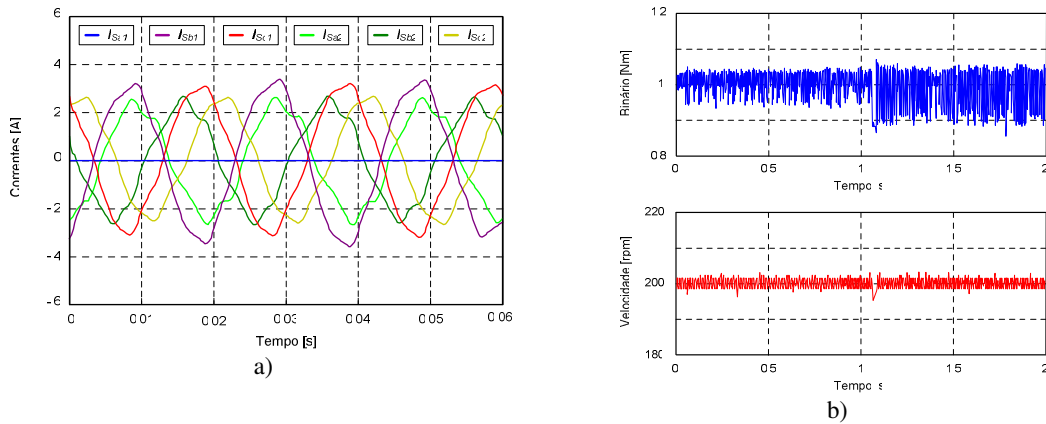


Figura 5.23 - Resultados experimentais do acionamento com falha na fase “ a_1 ”: a) Correntes de fase , b) Binário e velocidade de rotação.

A operação do acionamento em modo de falha, é possível desde que o número de vetores disponíveis após a falha ainda permita ao controlador a seleção de vetores (disponíveis) de modo gerar binário suficiente para movimentar a carga associada à máquina.

Em operação com falha de braço da fase “ a_1 ”, apenas estão disponíveis três vetores de tensão ativos e os vetores nulos da estrela 1, como mostra a Figura 5.24 a), mantendo disponíveis todos os vetores de tensão ativos da estrela 2. A perda de uma fase de estator da máquina e a

consequente redução da sua potência permite, embora em modo degradado, o funcionamento do acionamento com presença desta falha. O aumento do binário de carga leva à necessidade da paragem do acionamento com este tipo de falha. Na Figura 5.24 b) apresenta-se a evolução do fluxo de estator no plano $\alpha\beta$.

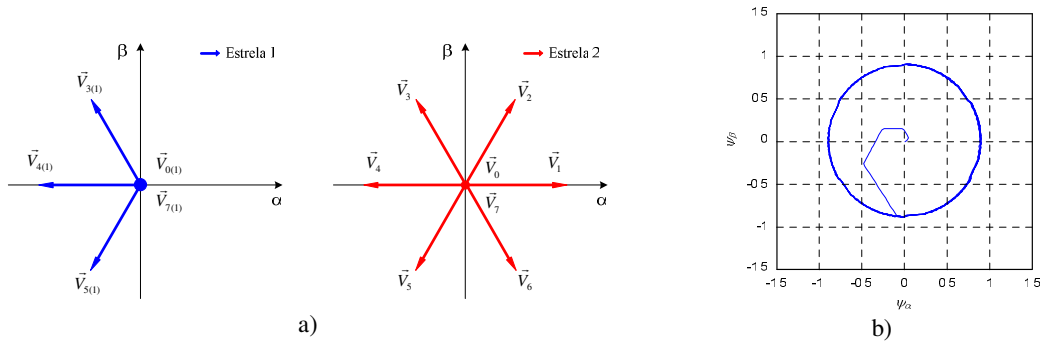


Figura 5.24 - a) Vetores de tensão ativos no plano $\alpha\beta$ com falha de enrolamento na fase “ a_1 ” de estator, b) Representação do fluxo de estator no plano $\alpha\beta$.

e) Falha de circuito aberto simultânea no mesmo braço em ambas as estrelas do inversor

A Figura 5.25 apresenta os resultados de simulação para uma falha simultânea, do tipo circuito aberto, nos dois braços do inversor correspondentes às fases “ a_1 ” e “ a_2 ” das estrelas 1 e 2 do estator da máquina, respetivamente. Inicialmente a máquina encontra-se em funcionamento sem carga e com falha em ambos os braços até ao instante $t = 0,1 s$ em que é aplicado um binário de carga do tipo escalão de $2 Nm$. Na Figura 5.25 a) apresentam-se as correntes de fase da máquina e na Figura 5.25 b) o binário eletromagnético desenvolvido, onde é possível observar oscilações na amplitude do binário que resultam também nas pequenas oscilações presentes na velocidade de rotação como se mostra na Figura 5.25 c). No entanto, nestas condições o controlador ainda consegue manter a velocidade de rotação igual à referência, garantindo assim um funcionamento aceitável para o acionamento.

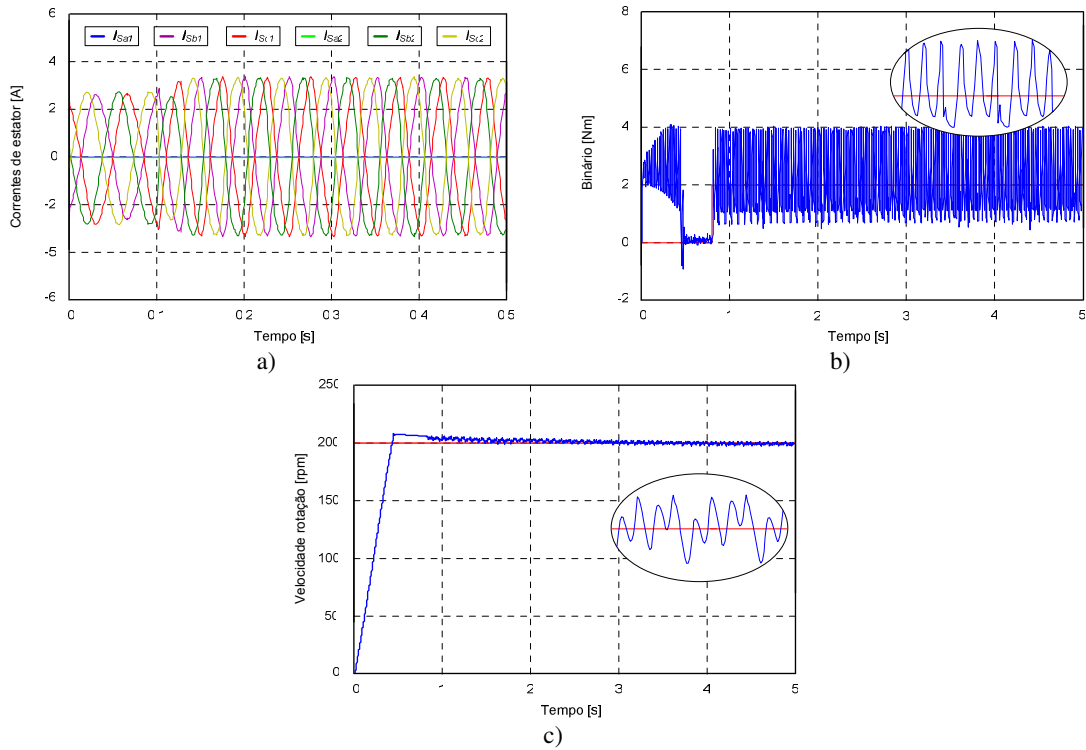


Figura 5.25 - Resultados de simulação do acionamento com falha de braço das fases “ a_1 ” e “ a_2 ”:
 a) Correntes de fase de estator, b) Binário, c) Velocidade de rotação.

Nas Figura 5.26 a) e b) volta a ilustrar-se a evolução do binário e da velocidade de rotação, para o funcionamento do acionamento com falha simultânea nas fases “ a_1 ” e “ a_2 ”. No instante $t = 0,7$ s é aplicado um binário de carga do tipo escalão na máquina de 2 Nm e no instante $t = 1,4$ s é aplicado um novo escalão de binário de carga para 3 Nm . Nas figuras verifica-se que, devido a redução da potência da máquina resultante da falha de duas fases, o acionamento passa a ter funcionamento inaceitável porque o binário desenvolvido pela máquina nestas condições não é suficiente para manter a velocidade da máquina.

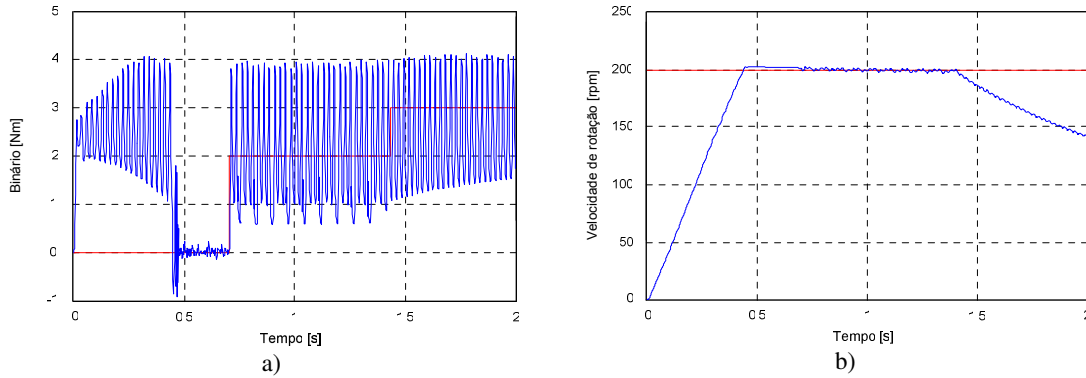


Figura 5.26 - Resultados de simulação do acionamento com falha de braço das fases “ a_1 ” e “ a_2 ”:
a) Binário, b) Velocidade de rotação.

Para binários de carga superiores a 2 Nm o funcionamento do acionamento passa a ser muito degradado pois a potência da máquina, nesta condição de falha, não permite que o controlador assegure a velocidade de rotação igual ao valor de referência.

A falha simultânea nas fases “ a_1 ” e “ a_2 ” resulta na perda de três vetores em cada estrela, como se mostra na Figura 5.27 a), e como consequência o fluxo não apresenta uma trajetória circular perfeita no plano $\alpha\beta$, como se pode verifica na Figura 5.28 b). Nesta condição de falha o acionamento pode funcionar mas de modo degradado.

Comparativamente ao caso de falha de circuito aberto no braço de uma fase do inversor, apenas numa das estrelas, a maquina apresenta um funcionamento degradado (inaceitável) para um menor valor do binário de carga. A partir de 2 Nm já não é possível assegurar um funcionamento aceitável, enquanto que no caso anterior (falta de apenas uma fase) esse limite situava-se em $3,5 \text{ Nm}$.

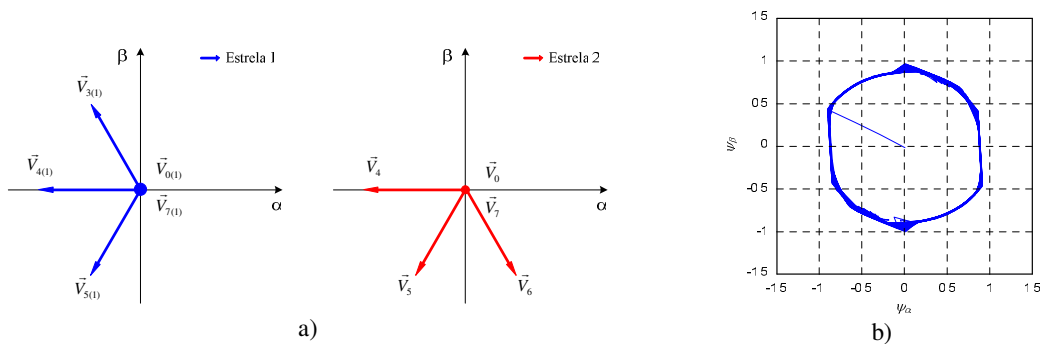


Figura 5.27 - a) Vetores de tensão ativos no plano $\alpha\beta$ com falha de braço das fases “ a_1 ” e “ a_2 ”:
b) Representação do fluxo de estator no plano $\alpha\beta$.

f) Falha de circuito aberto em dois braços distintos de ambas as estrelas do inversor

Quando ocorrem falhas do tipo circuito aberto simultaneamente em duas fases de cada uma das estrelas com posições diametralmente opostas, como por exemplo nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ”, os vetores de tensão disponíveis para aplicação na máquina, através do inversor, são os representados na figura 5.28 a). Estes vetores não possibilitam efetuar a rotação do vetor de fluxo magnético e por consequência o binário desenvolvido pela máquina é nulo nestas condições. A evolução de fluxo de estator é tipo pulsante, semelhante ao funcionamento da máquina de indução monofásica, como se mostra na Figura 5.28 b) através da sua representação no plano $\alpha\beta$. A máquina terá de ser parada.

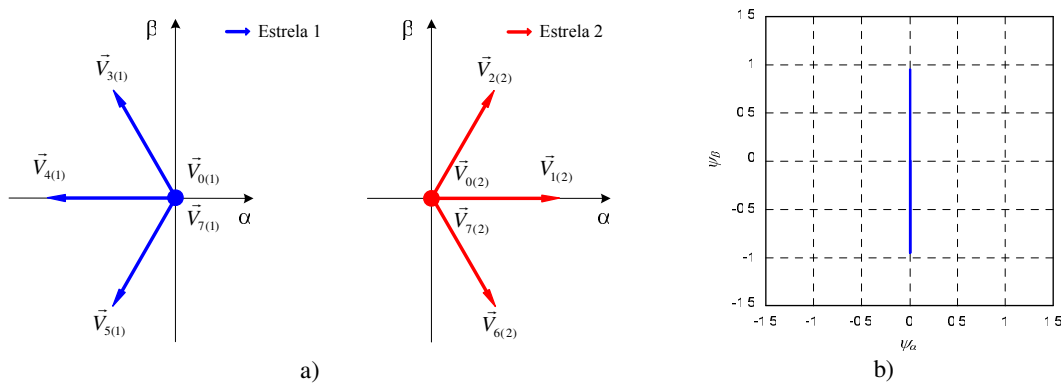


Figura 5.28 - a) Vetores de tensão ativos no plano $\alpha\beta$ com falha de braço das fases “ a_1 ” e “ b_2 ”, b) Representação do fluxo de estator no plano $\alpha\beta$.

g) Síntese de falhas no acionamento hexafásico

As falhas de estator na máquina, curto-circuito entre espiras do enrolamento e fase, não provocam degradação do desempenho do controle do acionamento, no entanto, para elevados índices de severidade da falha as correntes nas fases com defeito podem atingir valores elevados que colocam em risco todo o acionamento, devendo esta fase ser retirada de serviço através do respetivo braço do inversor. As falhas de enrolamento de fase em circuito aberto têm o mesmo comportamento que a falha de braço do inversor, sendo analisadas como falhas de inversor.

As falhas de rotor provocam grande oscilação no binário eletromagnético e na velocidade de rotação da máquina o que degrada o desempenho do acionamento. Estas oscilações dão origem a vibrações mecânicas no acionamento e respetiva carga, pelo que, o

acionamento deve ser parado nestas condições, mesmo em condições de funcionamento sem ou com carga reduzida em que a detecção da falha se torna difícil.

Para falhas de tipo fase em aberto, na máquina ou no inversor, o seu efeito no funcionamento do acionamento depende da carga associada à máquina, do número de fases com falha e das suas combinações no caso de falhas simultâneas. Na Tabela 5.4 apresentam-se as combinações possíveis para as falhas simultâneas nas fases das estrelas 1 e 2 de estator da máquina e respectivos braços do inversor. Na tabela a condição “*Sim*” indica que a máquina se mantém em funcionamento, embora com desempenho degradado, na presença de falhas na própria máquina ou nos respectivos braços do inversor. A falta de uma ou mais fases na máquina reduz a potência disponível e dessa forma o binário eletromagnético desenvolvido, o que em algumas aplicações pode levar à paragem do acionamento. A condição “*Não*” significa que a combinação de falhas simultâneas nessas fases da máquina ou respectivos braços do inversor, não permitem o funcionamento da máquina, ou seja, por ausência de campo girante. A falha simultânea de circuito aberto em duas fases de uma das estrelas da máquina ou nos braços respectivos do inversor, tem como consequência retirar de serviço essa estrela da máquina. O acionamento poderá continuar a funcionar comportando-se a máquina como uma máquina trifásica (com potência mais reduzida).

Tabela 5.4 – Consequência para o funcionamento do acionamento hexafásico, com *DTC*, em função das ausências de fases simultâneas.

		Estrela 2		
		Fase “ a_2 ”	Fase “ b_2 ”	Fase “ c_2 ”
Estrela 1	Fase “ a_1 ”	Sim	Não	Sim
	Fase “ b_1 ”	Sim	Sim	Não
	Fase “ c_1 ”	Não	Sim	Sim

As Figuras 5.29 a) a d) apresentam os vetores de tensão, no plano $\alpha\beta$, disponíveis para aplicar à máquina em cada estrela de estator quando ocorre uma falha de fase (circuito aberto no braço do inversor ou no enrolamento de fase de estator). As Figura 5.29 a) e b) apresentam a distribuição de vetores de tensão disponíveis para condição de falha na fase

“ a_1 ” e “ b_1 ”, respetivamente. Para falha na fase “ c_1 ” e nas fases ou braços da estrela 2, a análise dos vetores de tensão disponíveis é semelhante à realizada para a estrela 1.

As Figura 5.29 c) e d) apresentam-se os casos de falhas simultâneas de circuito aberto nas fases das estrelas 1 e 2 da máquina ou inversor. A Figura 5.29 c) apresenta a distribuição de vetores de tensão disponíveis após falha simultânea nas fase “ a_1 ”-“ a_2 ”, e a Figura 5.31 d) para as fases “ a_1 ”-“ b_2 ”.

Na condição de falhas simultâneas, do tipo falta de fase, em cada uma das estrelas da máquina a sua consequência no funcionamento do acionamento depende da combinação das fases em que ocorrem. Para falhas simultâneas nas fases “ a_1 ” e “ a_2 ” ou “ a_1 ” e “ c_2 ” o acionamento fica com o funcionamento em modo degradado, a máquina mantém o campo girante, mas a redução de potência, devido à perda de fases de estator, limita fortemente o binário desenvolvido.

Nas falhas simultâneas nas fases “ a_1 ” e “ b_2 ” de ambas as estrelas, a aplicação os vetores de tensão disponíveis, apresentados na Figura 5.29 d), não garante um campo resultante girante, sem efectuar alteração no controlador DTC clássico.

Assim, na condição de falhas simultâneas em que as fases envolvidas não sejam fases opostas (na sua representação no plano $\alpha\beta$) o acionamento pode continuar em funcionamento em modo degradado, mesmo sem alteração da estratégia de controlo.

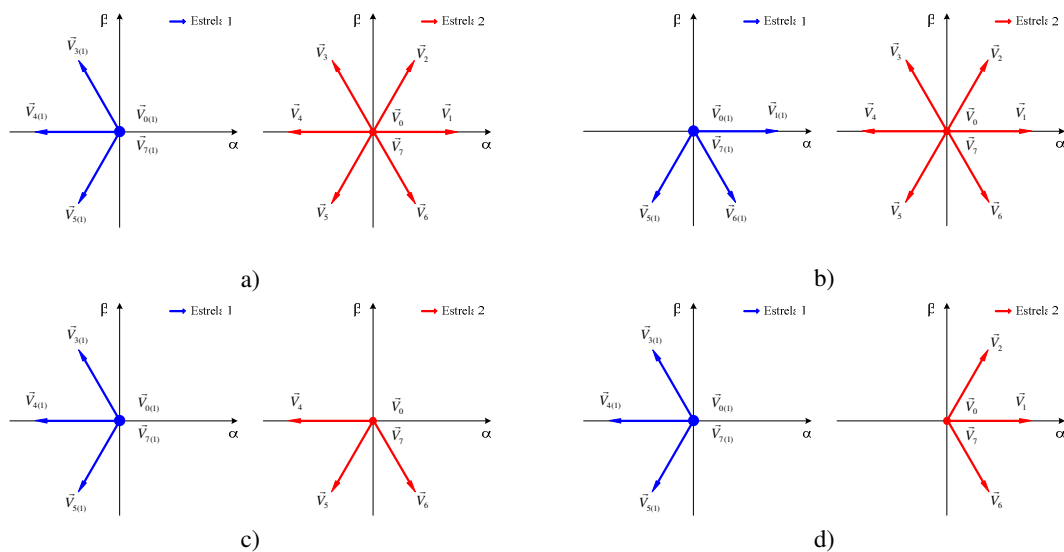


Figura 5.29 - Representação no plano $\alpha\beta$ dos vetores de tensão para a condição de falha: a) Fase “ a_1 ” da estrela 1, b) Fase “ b_1 ” da estrela 1, c) Fases “ a_1 ” da estrela 1 e “ a_2 ” da estrela 2, c) Fases “ a_1 ” da estrela 1 e “ b_2 ” da estrela 2.

De acordo com anteriormente exposto, relativamente ao funcionamento do acionamento hexafásico com controlo direto de binário em presença de falha(s), pode concluir-se que a ocorrência de uma ou mais falhas não implica obrigatoriamente a paragem do acionamento. Este, devido ao maior número de fases, face ao acionamento trifásico tradicional, permite a operação com a presença de falha(s), com funcionamento ainda aceitável, dependentemente do tipo de falha e da sua combinação na condição de falhas simultâneas. Quando a falha é do tipo circuito aberto ou tenha como consequência retirar uma fase de serviço, resulta numa redução da potência da máquina e por consequência numa diminuição do binário eletromagnético desenvolvido. Esta redução pode ainda permitir um funcionamento aceitável do acionamento, caso contrario o accionamento e ser parado. No entanto, mesmo que o funcionamento permaneça aceitável, quando o presença da falha(s) coloque em risco o próprio acionamento ou restante instalação, este deve ser parado por questões de segurança.

5.4 – Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o acionamento eletromecânico com máquina de indução hexafásica e respetivo inversor de tensão de seis fases, controlada em velocidade usando o método de controlo direto de binário.

Para funcionamento do acionamento em modo falha pode concluir-se que, pelo maior número de fases, a utilização da máquina de indução hexafásica apresenta um funcionamento aceitável ou em modo degradado conforme as condições de carga associada à máquina.

O tipo e a combinação de falhas, quando em simultâneo, tem grande influência no funcionamento do acionamento em modo de falha, pelo que nalguns casos a degradação permite ainda um funcionamento aceitável, noutros casos o funcionamento torna-se inaceitável devendo o acionamento ser retirado de serviço.



Conclusões

6.1 – Considerações Finais

A evolução da tecnologia nos vários processos industriais, presente numa forte automatização, novas estratégias de controlo, na máquina e nos conversores eletrónicos de potência, potencia o funcionamento ininterrupto e autónomo destes equipamentos. Neste contexto, a deteção e diagnóstico de falhas é considerada atualmente da maior relevância no contexto da industrial. O presente trabalho pretendeu dar uma contribuição para o estudo dos acionamentos eletromecânicos baseados na máquina de indução hexafásica, como alternativa aos tradicionais acionamentos com máquina de indução trifásica, com o objetivo melhorar o seu desempenho e fiabilidade, nomeadamente na deteção e diagnóstico de falhas. Pela inerente redundância associada ao maior número de fases, os acionamentos hexafásicos apresentam uma maior tolerância a falhas.

De forma a enquadrar e compreender o âmbito deste trabalho, foi apresentado o estado da arte referente aos principais tipos de falhas e respetivos métodos de deteção e diagnóstico nas máquinas elétricas de indução e inversores eletrónicos de potência que no seu conjunto, constituem a base dos modernos acionamentos eletromecânicos. Relativamente à máquina foram apresentadas os tipos de falhas, suas consequências e possíveis causas associadas ao estator, rotor e ao seu veio. Foram também apresentados vários métodos, referidos na literatura, utilizados na deteção e diagnóstico de falhas na máquina de indução, organizados conforme a abordagem usada (baseados na análise espectral em frequência, em modelos e no reconhecimento de padrões).

Ao nível do inversor, foi efetuada uma revisão de literatura focada na falha de circuito aberto dos semicondutores de potência, com os métodos de detecção e diagnóstico organizados conforme se baseiam na componente contínua, no declive ou desvio, ou no reconhecimento de padrões das correntes de fase.

Com o objetivo de estudar a máquina hexafásica, neste trabalho foi desenvolvido um modelo matemático da dinâmica da máquina de indução hexafásica de dupla estrela de estator para um ângulo de defasamento genérico, α , em coordenadas naturais. Este modelo não só considera a simulação do comportamento dinâmico da máquina em funcionamento normal, como permite a simulação da sua operação com falhas de estator e de rotor, assim como, o seu efeito nas diversas grandezas que caracterizam o funcionamento da máquina, nomeadamente nas correntes de fase de estator, no binário eletromagnético desenvolvido, na velocidade de rotação e na potência elétrica instantânea absorvida pela máquina, entre outras. Para validação do modelo desenvolvido, foram apresentados diversos resultados de simulação e de ensaios experimentais obtidos a partir de um protótipo laboratorial construído para o efeito, constituído por uma máquina hexafásica e respetiva fonte de alimentação de seis fases. Os resultados obtidos permitiram validar o modelo apresentado. Foi possível verificar que uma falha de estator (curto-circuito entre espiras do enrolamento) pode representar risco para a máquina devido a originar elevadas correntes de curto-circuito, que podem levar à propagação de falhas a outros enrolamentos. No entanto, falhas com um índice de severidade muito reduzido, não terão consequências diretas no funcionamento do acionamento. Contudo, nesta situação o seu desempenho será afetado pela existência de oscilações de binário. Relativamente à existência de uma falha de rotor da máquina verifica-se um aumento da amplitude das oscilações de binário e por consequência elevadas oscilações na velocidade de rotação da máquina. Este tipo de falha degrada bastante o desempenho do acionamento, e pode representar risco elevado devido às fortes vibrações resultantes desta falha.

Para além do desenvolvimento dos modelos, foram propostos algoritmos de detecção e diagnóstico de falhas, na máquina de indução hexafásica e no respetivo inversor de seis fases. Estes algoritmos propostos foram baseados na análise dos padrões das correntes de fase da máquina de indução hexafásica. De modo a validar os métodos propostos, foram efetuadas diversas simulações numéricas, a partir do modelo dinâmico proposto, e de ensaios experimentais de protótipo laboratorial. Os métodos propostos para o acionamento hexafásico basearam-se nas seguintes abordagens: análise geométrica das componentes principais dos padrões obtidos a partir das correntes de fase em coordenadas naturais e na análise da trajetória do centro de massa dos padrões obtidos a partir das correntes de fase em

coordenadas dq . No inversor a abordagem para a detecção e diagnóstico de falhas consistiu na análise da trajetória do centro de massa dos padrões das correntes em coordenadas naturais.

Os resultados de simulação e experimentais permitiram validar os métodos de detecção e diagnóstico propostos para a detecção de falhas em accionamentos hexafásicos confirmando ambas as hipóteses que estiveram subjacentes a este trabalho. Além disso, através destes resultados, foi possível retirar as seguintes conclusões sobre estes métodos:

- O método baseado na análise geométrica das componentes principais dos padrões obtidos a partir das correntes de fase em coordenadas naturais permite a detecção e identificação da fase em falha, de forma não invasiva e praticamente independente da carga associada à máquina;
- O método baseado na análise da trajetória do centro de massa a partir dos padrões das correntes de fase em coordenadas dq permite detetar a ocorrência de falhas de forma não invasiva e praticamente independentes da carga. No entanto, no caso da falha de enrolamento de estator não permite identificar em qual dos enrolamentos a falha ocorreu;
- Ambos os métodos aplicados à detecção de falhas na máquina permitem obter uma quantificação da severidade da falha;
- Os dois métodos permitem a detecção e diagnóstico de falhas isoladas ou falhas simultâneas numa ou nas duas estrelas de estator;
- O recurso ao reconhecimento de padrões, obtidos a partir das correntes de fase, permite obter informação acerca da ocorrência de falha, não só a partir das coordenadas naturais, como a partir das coordenadas dq . Este recurso poderá ser uma mais valia para o desenvolvimento de novos métodos de diagnóstico e detecção de falhas em accionamentos hexafásicos;
- A abordagem usada para a detecção e diagnóstico permite a implementação de detecção de falhas em tempo real em sistemas de pequena capacidade de processamento computacional;
- O método baseado na análise da trajetória do centro de massa dos padrões das correntes de fase em coordenadas naturais permite a detecção e identificação do semiconductor ou braço do inversor em falha.

O estudo do accionamento hexafásico em modo de operação normal e de falha foi efetuado utilizando um controlo direto de binário da máquina de indução hexafásica. Relativamente ao

modo de operação em falha, foram efetuados diversos testes relativos a diferentes tipos de falhas, nomeadamente: defeitos no estator, defeitos no rotor e falha de circuito aberto nos semicondutores de potência. A este nível, também foram efetuados testes com a máquina na condição de ausência de uma e duas fases. Relativamente a estes testes foram estudadas as diversas combinações de fase aberta. Foi possível verificar que mesmo perante estas situações, a máquina poderá em certas condições continuar em funcionamento. No entanto, o desempenho da máquina será afetado devido à redução da sua potência disponível.

Através deste trabalho, foi possível verificar que a estratégia de deteção e diagnóstico de falhas proposta para o acionamento hexafásico poderá ser um sistema promissor para o diagnóstico em tempo real deste tipo de acionamentos, e como tal tornar-se uma ferramenta valiosa para a manutenção preditiva e/ou associado a sistemas de tolerância a falhas.

6.2 – Contribuições Originais

A definição de contribuições originais é sempre uma tarefa difícil. O seu grau de incerteza não permite eliminar a possibilidade de resultados semelhantes tenham sido alcançados por outras equipas de investigação. Assim, os seguintes aspetos são referidos dentro do conhecimento que o autor do presente trabalho possui na área em que este se insere. Como contribuição desta tese, destacam-se os seguintes pontos principais:

- Desenvolvimento de modelo matemático, em coordenadas naturais, para simulação do funcionamento dinâmico da máquina de indução hexafásica de duplo estator para uma ângulo de desfasamento genérico α , com possibilidade de simular a máquina em operação normal e com falha;
- Estudo da possibilidade de deteção de falhas em accionamentos hexafásicos a partir da criação de padrões típicos obtidos a partir das correntes de fase;
- Proposta de algoritmos para a deteção e diagnóstico de falhas para um acionamento hexafásico, baseados na análise de padrões das correntes de fase;
- Estudo da máquina de indução hexafásica, com controlo direto de binário, em modo de operação normal e de falha;
- Desenvolvimento de um sistema experimental de deteção e diagnóstico do acionamento eletromecânico.

6.3 - Perspetivas de Desenvolvimento Futuro

Considerando que os objetivos do trabalho foram atingidos, este não concluiu o muito que há para desenvolver na área dos acionamentos eletromecânicos, nomeadamente, na deteção de e na tolerância a falhas. Numa perspetiva de trabalho futuro apresentam-se várias direções para o desenvolvimento e evolução que visam melhorar as soluções propostas ou abrir novos caminhos para novos desenvolvimentos e estudos relacionadas com esta temática. Destacamos os seguintes:

- O estudo da máquina de indução hexafásica em modo de operação normal e com falha utilizando outras metodologias de controlo, assim como, um estudo comparativo dessas técnicas de modo a verificar a que apresenta melhor desempenho da máquina com funcionamento em modo de falha. Estender este estudo a outros tipos de máquinas de indução polifásicas, nomeadamente a hexafásica com diferentes tipos de neutro e valores de desfasamento α , assim como, máquinas com diferentes números de fases de estator;
- Desenvolver e estudar novos algoritmos de deteção e diagnóstico de falhas e novas técnicas de controlo que permitam um melhor desempenho da máquina em modo de falha. Estudar o impacto do número de fases de estator no desempenho da máquina em modo de falha, nomeadamente a redução da potência disponível em função do número falhas do tipo falta de fase;
- A montagem do protótipo laboratorial permitiu validar o modelo da máquina e os métodos de deteção e diagnóstico propostos. Contudo, existem alguns aspetos podem ser melhorados, como por exemplo, a substituição do microcontrolador *dsPIC* por um *DSP (Digital Signal Processor)* com maior capacidade de processamento, a rebobinagem da máquina de forma a permitir diferentes ângulos de desfasamento e acesso aos pontos de neutro;
- Desenvolver e estudar novas topologias de conversores eletrónicos de potência e métodos de controlo que permitam o funcionamento do acionamento baseado na máquina de indução polifásica, com número superior a três, tolerante a falhas. Implementação em laboratório de protótipos dos diferentes métodos de controlo tolerantes a falhas desenvolvidos com o objetivo de verificar e comparar o seu desempenho.

Bibliografia

- (Abbas, 1984) Abbas M. A.; Chrise R.; Jahns T. M.; “Six-Phase Voltage Source Inverter Driven Induction Motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, v. 20, n. 5, pp. 1251-1259, Sept./Oct. 1984.
- (Aguayo, 2004) Aguayo J.; Claudio A.; Vela L. G.; Gentila, S.; “A Survey of Fault Diagnosis Methods for Induction Motors Drives Under Inverter Fault Conditions”, The 1st International Conference on Electrical and Electronic Engineering, ICEEE’04, June 2004.
- (Alasco, 2004) Alasco A.; “Tolerância a Falhas em sistemas Electromecatrónicos Baseados no Inversor de Fonte de Corrente com Comutação pela Carga”, Tese de Doutoramento, Universidade Coimbra, 2004.
- (Alcharea, 2008a) Alcharea R.; Kianinezhad R.; Mobarakeh B. N.; Betin F.; Capolino G. A.; “A New Direct Torque Control for Six-Phase Induction Motors With Single Neutral”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM’08, pp. 107-112, June 2008.
- (Alcharea, 2008b) Alcharea R.; Kianinezhad R.; Mobarakeh B. N.; Betin F.; Capolino G. A.; “Direct Torque Control for Six-Phase Symmetrical Induction Machines”, IEEE Annual Conference of Industrial Electronics, IECON’08, pp. 3090-3095, November 2008.

- (Alcharea, 2009) Alcharea R.; Kianinezhad R.; Mobarakeh B. N.; Betin F.; Capolino G. A.; “Fault Tolerant DTC for Six-Phase Symmetrical Induction Machine”, IEEE Annual Conference of Industrial Electronics, IECON’08, pp. 3279-3284, November 2009.
- (Apsley, 2006a) Apsley J.; Williamson S.; “Analysis of Multiphase Induction Machines With Winding Faults”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 42, no. 2, pp. 465-472, March/April 2006.
- (Apsley, 2006b) Apsley J. M.; Williamson S.; Smith A. C.; Barnes M.; “Induction Motor Performance as a Function of Phase Number”, IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 153, no. 6, pp. 898-904, December 2006.
- (Aroquiadassou, 2009) Aroquiadassou G.; Mpanda-Mabwe, A.; Betin F.; Capolino G. A.; “Six-Phase Induction Machine Drive Model for Fault-Tolerant Operation”, IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED’09, pp. 1-6, August/September 2009.
- (Atkinson, 2005) Atkinson G.; Mecrow B.; Jack A.; Atkinson D.; Sangha P.; Benarous M.; “The Design of Fault Tolerant Machines for Aerospace Applications”, IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, IEMDC’05, pp. 1863–1869, 2005.
- (Awadallah, 2003) Awadallah M.A.; Morcos M.; “Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives-an overview”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, no. 2, pp. 245 - 251, 2003.
- (Baccarini, 2005) Baccarini L.; “Detecção e Diagnóstico de Falhas em Motores de Indução”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2005.
- (Baccarini, 2009) Baccarini L.; Menezes B.; Guimarães H.; Caminhas W.; “Modelagem, Simulação e Detecção de Curto-Circuito entre Espiras nos Enrolamentos do Estator de Motores de Indução”, European Transaction on Electrical Power, 2009.
- (Bachir, 2006) Bachir S.; Tnami S.; Trigeassou J.; Champenois G.; “Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 3, pp. 963-973, June 2006.

- (Bayindir, 2000) Bayindir R.; Sefa I.; Colak I.; “Fault Detection and Protection of Induction Motors Using Sensors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 3, pp. 734-741, October 2000.
- (Bellini, 2008) Bellini A.; Filippetti F.; Tassoni C.; Capolino G., “Advances in Diagnosis Techniques for Induction Machines”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 12, pp. 4109-4125, December 2008.
- (Belmechi, 2011) Belmehdi Y.; “Contribution a L'Identification de Nouveaux indicateurs de Defaillance des Modules de Puissance a IGBT”, Tese de Doutorado, L'Université Bordeaux, 2011.
- (Benalia, 2010) Benalia L.; “Commande en Tension des Moteurs a Induction Double Alimentes”, Tese de Doutorado, l'Université de Batna, 2010.
- (Benbouzid, 1999) Benbouzid M. E. H.; “Bibliography on Induction Motors Faults Detections and Diagnosis”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1065-1074, December 1999.
- (Benbouzid, 2000) Benbouzid M. H.; “A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 984-993, October 2000.
- (Benslimane, 2006) Benslimane T.; Boukhmis C.; “A New Diagnostic Method of Faulty Transistor in a Three-Phase Inverter” *Journal of Electrical Engineering*, vol. 6, no. 2, pp. 117-128, 2006.
- (Blaabjerg, 1997) Blaabjerg F.; Pedersen J. K.; “A New Low-Cost, Fully Fault-Protected PWM-VSI Inverter with True Phase-Current Information”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 187-197, January 1997.
- (Blanco, 2010) Blanco M.; “Desarrollo e Implementación de un Sistema de Inversor-Motor Tolerante a Fallas Basado en la Medición de la Señal de Compuerta del IGBT”, Tese de Doutorado, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, 2010.

- (Bojoi, 2003) Bojoi R.; Tencomi A.; Profumo F.; “Digital Field-Oriented Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives”, *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 752-760, May/June, 2003.
- (Bojoi, 2005) Bojoi R.; Farina F.; Profumo F.; “Direct Torque Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives”, *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1627-1636, December, 2005.
- (Bonaldi, 2005) Bonaldi E.; “Diagnóstico Preditivo de Avarias em Motores de Indução Trifásicos com MCSA e Teoria de Conjuntos Aproximados ”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Itajubá, 2005.
- (Bonnet, 1992) Bonnet A. H.; Soukup J.; “Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 4, pp. 921-937, July/August 1992.
- (Bonnet, 2008) Bonnet A. H.; Yung C.; “Increased Efficiency versus Increased Reliability”, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 29 - 36, January/February 2008.
- (Bossio, 2004) Bossio G.; “Modelado de las Irregularidades del Motor de Inducción: Aplicaciones en la Estimación de Posición y el Diagnóstico de Fallas”, Tese de Doutorado, Universidad Nacional de la Plata, 2004.
- (Brito, 2002) Brito J.; “Desenvolvimento de um Sistema Inteligente Híbrido para Diagnóstico de Falhas em Motores de Indução Trifásicos”, Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, 2002.
- (Briz, 2008) Briz F.; Degner M. W.; Garcia P.; Diez A. B.; “High-Frequency Carrier-Signal Voltage Selection for Stator Winding Fault Diagnosis in Inverter-Fed AC Machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4181-4190, December 2008.
- (Casadei, 2007) Casadei D.; Serra G.; Tani A.; Zarri L.; “General Inverter Modulation Strategy for Multi-Phase Motor Drives”, *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'07*, pp. 1131-1137, June 2007.

- (Caseiro, 2009) Caseiro J. A. A.; Mendes A. M. S.; Cardoso A. J. M.; “Fault Diagnosis on a PWM Rectifier AC Drive System with Fault Tolerance using the Average Current Park's Vector Approach”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09, pp. 695-701, May 2009.
- (Cardoso, 2006) Cardoso A. J. L.; “Supervisão e Controlo de Sistemas Dinâmicos com Tolerância a Falhas – Contribuição para uma Abordagem Estruturada e Robusta”, Tese de Doutoramento, Universidade Coimbra, 2006.
- (Casimir, 2003) Casimir R.; “Diagnostic des Defauts des Machines Asynchrones Par Reconnaissance des Formes”, Tese de Doutoramento, L'École Centrale de Lyon, 2003.
- (Chen, 2009) Chen S.; Zivanovic R.; “Modelling and Simulation of Stator and Rotor Fault Conditions in Induction Machines for Testing Fault Diagnostic Techniques”, European Transaction on Electrical Power, 2009.
- (Chen, 2010) Chen L.; Tian D.; Cheng S.; Fang K.; Liu B.; Li J.; “Direct Torque Control for Dual-Three Phase Induction Machine with One Stator Phase Opened”, World Congress on Intelligent Control and Automation, WCICA'10, pp. 1518-1522, July 2010.
- (Cherry, 2006) Cherry G. A.; “Methods for Improving the Reliability of Semiconductor Fault Detection and Diagnosis with Principal Component Analysis”, Tese de Doutoramento, University of Texas at Austin, 2006.
- (Choqueuse, 2012) Choqueuse V.; Benbouzid M. H.; Amirat Y.; Turri S.; “Diagnosis of Three-Phase Electrical Machines Using Multidimensional Demodulation Techniques”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 29, no. 4, pp. 2014-2023, April 2012.
- (Chow, 1991) Chow M.; Yee S.; “Methodology for on-line incipient fault detection in single-phase squirrel-cage induction motors using artificial neural networks”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 3, pp. 536-545, 1991.
- (Cruz, 2004) Cruz S.; “Diagnóstico e Análise de Avarias nos Enrolamentos Estatóricos de Motores de Indução Trifásicos Através da Aplicação do Método dos Referenciais Múltiplos”, Tese de Doutoramento, Universidade Coimbra, 2004.

- (Cruz, 2005) Cruz S.; H. Toliyat; Cardoso A. J. M.; “DSP Implementation of the Multiple Reference Frames Theory for the Diagnosis of Stator Faults in a DTC Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, No. 2, pp. 329-335, June 2005.
- (Cruz, 2008) Cruz S.; Filippetti F.; Stefani A.; Cardoso A. J. M.; “A New Model-Based Technique for the Diagnosis of Rotor Faults in RFOC Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, No. 12, pp. 4218-4228, December 2008.
- (Cunha, 2006) Cunha C.; “Modelagem, Análise e Detecção de Assimetrias de Rotor em Máquinas de Indução”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2006.
- (Delgado, 2008) Delgado D. C.; Trejo D. E.; Palácios E.; “Fault-Tolerant Control in Variable Speed Drives: A Survey”, *IET Electric Power Applications*, vol. 2, no. 2, pp. 121-134, March 2008.
- (Eltabach, 2007) Eltabach M.; Hamdan H.; “Bearing Fault Diagnosis Based on PCA and SVM”, *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. 3503–3507, August 2007.
- (Eltabach, 2009) Eltabach M.; Hamdan H.; “Induction Motor Fault Detection by Spectral Principal Components Analysis of the Supply Currents”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2009*, pp. 1111–1116, July 2009.
- (Estima, 2010) Estima J. O.; Cardoso A. J. M.; “A Novel Diagnostic Method for Single Power Switch Open-Circuit Faults in Voltage-Fed PWM Motor Drives”, *International Symposium on Power Electronics, Electric Drives, Automation and Motion, SPEEDAM’10*, pp. 535-540, June 2010.
- (Filho, 2007) Filho F.; “Sistema de Aquisição de Dados para Monitoramento e Predição de Falhas em Motores Eléctricos”. Tese de Doutorado, Universidade Federal da Bahia, 2007.

- (Filippetti, 2000) Filippetti F.; Franceschini G.; Tassoni C.; Vas P.; “Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 994-1004, October 2000.
- (Foito, 2009) Foito D.; Martins J. F.; Pires V. F.; Maia J.; “An Eigenvalue/Eigenvector 3D Current Reference Method for Detection and Fault Diagnosis in a Voltage Source Inverter”, *35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2009*, pp. 190–194, Nov. 2009.
- (Foito, 2011a) Foito D.; Martins J. F.; Pires V. F.; Maia J.; “Fault Diagnosis Method for Three-Phase High Power Factor Rectifier Based on a Pattern Recognition Algorithm”, *IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG’11*, pp. 1-6, May 2011.
- (Foito, 2011b) Foito D.; Silva P.; Barbosa T.; Martins J. F.; Pires V. F.; Maia J.; “New Real Coordinates Model for an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine”, *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion, ACEMP’11*, pp. 514 - 519, September 2011.
- (Foito, 2012) Foito D.; Martins J. F.; Pires V. F.; Maia J.; “Fault Detection and Diagnosis of Six-Phase Voltage Source Inverter Using Trajectory Mass Current Center”, *13th Biennial Baltic Electronics Conference, BEC’12*, pp. 243 - 246, October 2012.
- (Foito, 2014a) Foito D.; Maia J.; Pires V. F.; Martins J. F.; “Fault Diagnosis in Six-Phase Induction Motor Using a Current Trajectory Mass Center”, *Measurement - Elsevier*, vol. 51, pp. 164-173, May 2014.
- (Foito, 2014b) Foito D.; Pires V. F.; Amaral T. G.; Martins J. F.; “A Neuro-Fuzzy Based System for Fault Detection and Diagnosis of 3 Phase PFC Rectifier” *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, PEMC’14*, September 2014.
- (Fuchs, 2003) Fuchs F. W.; “Some Diagnosis Methods for Voltage Source Inverters in Variable Speed Drives with Induction Machines - A Survey”, *29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '03*, pp. 1378-1385, 2003.

- (Gaeid, 2010) Gaeid K. S.; Mohamed H. A. F.; Benger F. A. “Diagnosis and Fault Tolerant Control of the Review of Induction Motors Techniques a Review”, Australian Journal of Basic and Applied Sciences, vol. 4, no. 2, pp. 227-246, 2010.
- (Gal, 2010) Gal J.; “Intégration des fonctions de protection avec les dispositifs IGBT”, Tese de Doutorado, l’Université Toulouse Toulouse, 2010.
- (Gilreath, 2005) Gilreath P.; Singh B.; “New Centroid Based Fault Detection Method for 3-Phase Inverter-Fed Induction Motors”, IEEE Power Conference Electronics Specialists, PESC'05, pp. 2664-2669, 2005.
- (Gonçalves, 2011) Gonçalves T. M. A.; “Análise de Sistemas de Energia e Máquinas Eléctricas com Recurso a Termografia”, Tese de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2011.
- (Grandi, 2008) Grandi G.; Serra G.; Tani A.; “Space Vector Modulation of a Six-Phase VSI based on Three-Phase Decomposition”, International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion, SPEEDAM'08, pp. 674-679, June 2008.
- (Gregor, 2000) Gregor R.; “Aportaciones al Control de Corriente de Máquinas de Inducion de Seis Fases com Doble Devanado Trifásico Independiente y Asimétrico”, Tese de Doutorado, Universidad Sevilla, 2000.
- (Grubic, 2008) Grubic S.; Aller J.; Lu B.; Habetler T.; “A Survey on Testing and Monitoring Methods for Stator Insulation Systems of Low-Voltage Induction Machines Focusing on Turn Insulation Problems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4127-4136, December 2008.
- (Guan, 2007) Guan Y.; Sun D.; He Y.; “Mean Current Vector Based Online Real-Time Diagnosis for Voltage Source Inverter fed Induction Motor Drives”, IEEE International Conference on Electric Machines & Drives Conference, IEMDC '07, pp. 1114-1118, May 2007.
- (Guerreiro, 2000) Guerreiro M. G.; “Motor Trifásico de Indução – Posicionamento Angular do Rotor por Inversão Diametral”, Tese de Doutorado, Instituto Superior Técnico, Universidade Técnica de Lisboa, 2000.

- (Hadiouche, 2000) Hadiouche D.; Razik H.; Rezzoug A.; “Modelling of Double-Star Induction Motor with an Arbitrary Shift Angle between Its Three Phase Windings”, International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC, pp. 125-130, 2000.
- (Hadiouche, 2001) Hadiouche D.; “Contribution à L’étude de la Machine Asynchrone Double Étoile: Modélisation, Alimentation et Structure”, Tese de Doutorado, Université Henri Poincaré, 2001.
- (Haykin, 1999) Haykin S.; “Redes Neurais – Princípios e Prática - 2ª Edição”, Printice Hall, ISBN:0132733501.
- (Heno, 2002) Heno H.; Demian C.; Capolino, G. A.; “A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor”, 37th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, vol. 3, pp. 1511-1516, October 2002.
- (Iqbal, 2013) Iqbal A.; “Modelling and Control of Series Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives”, Tese de Doutorado, Liverpool John Moores University, 2013.
- (Jacobina, 2004) Jacobina C.; Miranda R.; Rossiter M.; Lima A.; “Disturbance-Free Operation of a Six-Phase AC Motor Drive System”, International Conference IEEE PESC’04, vol. 2, pp. 925-931, 2004.
- (Jacobina, 2005) Jacobina C.; Miranda R.; Lima A.; “Reconfigurable Fault Tolerant Dual Winding AC Motor Drive System”, 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’05, pp. 574-1579, 2005.
- (Jolliffe, 2002) Jolliffe I. T.; “Principal Components Analysis”, 2nd Edition, Springer, ISBN: 0-387-95442-2.
- (Kato, 2009) Kato T. ; Inoue K. ; Okuda D.; “Diagnosis of Multi-Phase Turn Faults of Induction Motor Stator Windings”, The IEEE International Conference on Power Electronics and Drives System, PEDS '09, pp 144-149, November 2009.

- (Kdir, 2006) Kadir A.; Alukaidey T.; Al-Ayasrah O.; Salman R.; “Embedded Control with Predictive Diagnostics Algorithm of the Induction Machine Drive System”, The Proceedings of the 2006 American Control Conference, June 2006.
- (Khomfoi, 2006) Khomfoi S.; Tolbert L. M.; “Fault Diagnosis System for a Multilevel Inverter Using a Principal Component Neural Network”, 37th Power Electronic Specialists Conference of the IEEE, PESC’06, June 2006.
- (Kianinezhad, 2008a) Kianinezhad R.; Nahid-Mobarakeh B.; Baghli L.; Betin F.; Capolino G.A.; “Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55 , no. 5, pp. 1966-1977, April 2008.
- (Kianinezhad, 2008b) Kianinezhad R.; Alcharea R, Nahid B., Capolino G.; “Analysis and Evaluation of DTC and FOC in Open Phase Fault operation of Six-Phase Induction Machines”, 14th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON’08 vol. 39, no. 4, pp. 447-452, May 2008.
- (Klingshirn, 1983a) Klingshirn E. A.; “High Phase Order Induction Motors, Part I - Description and Theoretical Considerations”, IEEE Transaction Power Application and Systems, vol. 102, no. 1, pp. 47-53, January 1983.
- (Klingshirn, 1983b) Klingshirn E. A.; “High Phase Order Induction Motors, Part II - Experimental Results”, IEEE Transaction Power Application and Systems, v. 102, n. 1, pp. 54–59, January 1983.
- (Kundrotas, 2011) Kundrotas B; Lisauskas S.; Rinkeviciene R.; “Model of Multiphase Induction Machine”, research journal Elektronika IR Elektrotechnika, vol. 111, no. 5, pp. 111-114, 2011.
- (Khomfoi, 2011) Khomfoi S; Sae-Kok W.; Ngamroo I; “ An Open Circuit Fault Diagnostic Technique in IGBTs for AC to DC Converters Applied in Microgrid Applications”, Journal of Power Electronics, vol. 11, no. 6, pp. 801-810, October 2011.

- (Levi, 2007) Levi E.; Bojoi R.; Profumo F.; Toliyat H. A.; Williamson S.; “Multiphase Induction Motor Drives – A Technology Status Review”, IET Electric Power Application, vol. 1, no. 4, pp. 489-516, July 2007.
- (Levi, 2008) Levi E.; “Multiphase Electric Machine for Variable-Speed Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, May 2008.
- (Ligin, 2006) Ligxin L.; Mechefske C. K.; “Induction Motor Fault Detection and Diagnosis Using Artificial Neural Networks”, International Journal of COMADEM, pp. 15–23, July 2006.
- (Lindsay, 2002) Lindsay I. Smih; “A Tutorial on Principal Components Analysis”, February 2002.
- (Lipo, 1980) Lipo T. A.; “A d-q Model for Six Phase Induction Machines”, IEEE International Conference on Electric Machines, ICEM, pp. 860-867, 1980.
- (Lira, 2002) Lira R.; Lipo T.; “Torque Control Improvement in Six-Phase Induction Motor with Harmonic Current Injection”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 5, pp. 1351-1360, September/October. 2002.
- (Lov, 2001) Lov F.; Abrahamsen F.; Blaabjerg F.; Ries K.; Rasmussen H.; Bjorna P.; “Fusing IGBT-Based Inverters”, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, PCIM’01, 2001.
- (Lu, 2008) Lu B.; Sharma S.; “A Survey of IGBT Fault Diagnostic Methods for Three-Phase Power Inverters”, International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, pp. 756 - 763, April 2008.
- (Lu, 2009) Lu B.; Sharma S.; “A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 5, pp. 1770-1777, October 2009.

- (Marcin, 2005) Marcin M.; “Space Vector Modulated - Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive”, Tese de Doutorado, Warsaw University of Technology, 2005.
- (Moghaddasian, 2008) Moghaddasian M.; Nategh S.; Kianinezhad R.; Seifossadat G.; “A Direct Torque Control Method for Dual Three Phase Induction Motors Using a Fuzzy Inference System”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM'08, pp. 1088-1092, June 2008.
- (Markadeh, 2009) Markadeh G. R. A.; Soltani J.; Abjadi N. R.; Hajian M.; “Sensorless Control of a Six-Phase Induction Motors Drive Using FOC in Stator Flux Reference Frame”, World Academy of Science, Engineering and Technology, vol. 58, pp. 890-896, 2009.
- (Markadeh, 2010) Markadeh G. R. A.; Soltani J.; Abjadi N. R.; Hajian M.; “Model Following Sliding-Mode Control of a Six-Phase Induction Motor Drive”, Journal of Power Electronics, vol. 10, no. 6, pp. 694-701, November 2010.
- (Marouanil, 2006) Marouanil K.; Khouchal F.; Khelouil A.; Baghli L.; Hadiouche D.; “Study and Simulation of Direct Torque Control of Double-Star Induction Motor Drive”, International Conference on Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC, pp. 1233-1238, August/September 2006.
- (Martins, 2007a) Martins J. F.; Fernão Pires V.; Pires A. J.; “Unsupervised Neural-Network Based Algorithm for an On-Line Diagnosis of Three-Phase Induction Motor Stator Fault”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 259-264, Feb. 2007.
- (Martins, 2007b) Martins J.F.; Pires V.F.; Pires A.J.; “On-line diagnosis of three-phase closed loop induction motor drives using an eigenvalue $\alpha\beta$ -vector approach”, 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS '07, pp. 689-693, November 2007.

- (Masrur, 2010) Masrur M. A., Chen Z., Murphey Y. L.; “Intelligent Diagnosis of Open and Short Circuit Faults in Electric Drive Inverters for Real-Time Applications”, *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 279 - 291, February 2010.
- (Mendes, 1999) Mendes A. M. S.; Cardoso A. J. M.; “Voltage Source Inverter Fault Diagnosis in Variable AC Drives, The Average Current Park’s Vector Approach”, *IEEE International Conference Electric Machines and Drives IEMD’99*, pp. 704 - 706, May 1999.
- (Mendes, 2005) Mendes A. M. S.; “Análise do Desempenho do Motor de Indução Trifásico Quando Alimentado Através de um Inversor de Fonte de Tensão com Tolerância a Falhas”, Tese de Doutorado, Universidade Coimbra, 2005.
- (Mendes, 2007) Mendes A. M. S.; X. Fernández; Cardoso A. J. M.; “Thermal Behaviour of a Three-Phase Induction Motor Fed by a Fault Tolerant Voltage Source Inverter”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, No. 3, pp. 724 - 730, May 2007.
- (Miranda, 2007) Miranda R.; “Sistemas de Acionamentos CA Multifases com Estratégias de Controlo Tolerante à Faltas e Redução da Tensão de Modo Comum”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, 2007.
- (Miranda, 2008) Miranda R. S.; Jacobina C. B.; Lima A. M. N.; “Sistema de Accionamento CA Hexafásico com Tolerância a Faltas de Curto-circuito”, *Congresso Brasileiro de Automática CBA’08*, Setembro 2008.
- (Miranda, 2009) Miranda R.; Jacobina C.; Lima A.; “Modeling and Analysis of Six Phase Induction Machine UnderFault Conditions”, *Conference Power Electronics, COBEP’09*, pp. 824 - 829, September/October 2009.
- (Moghadasian, 2013) Moghadasian M.; Sivert A.; Yazidi A.; Betin F.; Capolino G. A.; “Efficiency Optimization on Vector Controlled Six-Phase Induction Motor in Healthy and Faulted Mode”, *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, SDEMPED’13*, pp. 469-476, August 2013.

- (Muenchhof, 2009) Muenchhof M.; Beck M.; Isermann R.; “Fault-Tolerant Actuators and Drives—Structures, Fault Detection Principles and Applications”, *Annual Reviews in Control - Elsevier*, vol. 33, no. 2, pp. 136–148, December 2009.
- (Muñoz, 2000) Muñoz A.; Lipo T.; “Dual Stator Winding Induction Machine Drive”, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 36, no. 5, pp. 1369-1379, September/October 2000.
- (Nandi, 2005) Nandi S.; Toliyat H.; Li X.; “Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors – A Review”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 719-729, December 2005.
- (Nelson, 1974) Nelson R. H.; Krause P. C.; “Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Windings Sets”, *IEEE Transaction on Power Application and Systems*, vol. 93, no. 3, pp. 841-848, May 1974.
- (Ondel, 2006) Ondel O.; “Diagnostic par Reconnaissance des Formes: Application a un Ensemble Convertisseur – Machina Asynchrone”, *Tese de Doutorado*, L'École Centrale de Lyon, 2006.
- (Pacheco, 2009) Pacheco R.; Silva C.; “Utilização da Análise Multivariada no Estudo de Factores que Influenciam o Bom Funcionamento dos Motores Eléctricos”, *Simpósio de Engenharia da Produção, XII SIMPEP'09*, Novembro 2009.
- (Park, 2007) Park W. J.; Lee S. H.; Joo W. K.; Song J.; “A Mixed Algorithm of PCA and LDA for Fault Diagnosis of Induction Motor”, *Advanced Intelligent Computing Theories and Applications. With Aspects of Artificial Intelligence Lecture Notes in Computer Science*, vol. 4682, pp. 934-942, 2007.
- (Parsa, 2004) Parsa L.; Toliyat H. A.; “Fault Tolerant Five Phase Permanent-Magnet Motor Drives”. *International Conference IEEE-IAS*, vol. 2, pp. 1048-1054, 2004,
- (Parsa, 2005) Parsa L.; Goodarzi A.; Toliyat H. A.; “Five-Phase Interior Permanent Magnet Motor for Hybrid Electric Vehicle Application”, *IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion, VPPC'05*, pp. 631-637, 2005.

- (Parsa, 2007a) Parsa L.; “On Advantages of Multi-Phase Machines”, IEEE Conference Industrial Electronics, IECON’05, pp. 1574-1579, 2005.
- (Parsa, 2007b) Parsa L.; Goodarzi A.; Toliyat H. A.; “Optimum Fault Tolerant Control of Multiphase PM Machine for Open Circuit and Short Circuit Faults”, IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC’07, pp. 1417-1422, 2007.
- (Pereira, 2006) Pereira L.; Sharlau C.; Pereira L.; Haffner J.; “General Model of a Five Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air-Gap Field”, IEE Transaction on Energy Conversion, vol. 21, no. 4, pp. 891-899, December 2006.
- (Peuget, 1998) Peuget R., Courtine S., Rognon J. P.; “Fault Detection and Isolation on a PWM Inverter by Knowledge-Based Model”, IEE Transaction on Industry Applications, vol. 34, no. 6, pp. 1318-1326, November/December 1998.
- (Pienkowski, 2012) Pienkowski K.; “Analysis and Control of Dual Stator Winding Induction Motor”, Archives of Electrical Engineering, vol. 61, no. 3, pp. 421-438, 2012.
- (Pires, 2005) Fernão Pires V.; Martins J. F.; Pires A. J.; “On-Line Diagnosis of Three-Phase Induction Motor Using an Eigenvalue $\alpha\beta$ -Vector Approach”, Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE’05, June 2005.
- (Pires, 2010) Pires V. F.; Martins J. F.; Pires A. J.; “Eigenvector/eigenvalue Analysis of a 3D Current Referential Fault Detection and Diagnosis of an Induction Motor”, Energy Conversion and Management - Elsevier, vol. 51, no. 5, pp. 901-907, May 2010.
- (Pires, 2012) Pires V. F.; Amaral T. G.; Foito D.; Fiser R.; Ambrozicand V.; Martins J. F.; “Rotor Fault Diagnosis in Induction Motors using S-Transform” IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT’2012, pp. 749 – 754, March 2012.
- (Pires, 2013) Pires V. F.; Foito D.; Sousa D.; Martins J. F.; “Fault Detection on Multilevel Power Converter Based on Mass Center of the Voltage Pattern”, IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG’13, pp. 576 - 581, May 2013.

- (Prè, 2008) Prè M.; “Analysis and Design of Fault-Tolerant Drives”, Tese de Doutoramento University of Padova, January 2008.
- (Prieto, 2010a) Prieto J.; Barrero F.; Jones M.; Levi E.; “A Modified Continuous PWM Technique for Asymmetrical Six-Phase Induction Machines”, - IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT’10, pp. 1489-1494, March 2010.
- (Prieto, 2010b) Prieto J.; Riveros J.A.; Bogado B.; Barrero, F.; Toral, S.; Cortes, P.; “Electric propulsion technology based in predictive direct torque control and asymmetrical dual three-phase drives”, IEEE 13th International Conference on Intelligent Transportation Systems, ITSC’10, pp. 397-402, September 2010.
- (Razik, 2003) Razik H.; “Modelling of Double Star Induction Motor for Diagnosis Purpose”, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC’03, pp. 907-912, 2003.
- (Razik, 2005) Razik H.; Didier G.; Lubin T.; Silva, C.; Mascarenhas, A.; Jacobina, C. ; Lima, A.; Silva, E.; “A Model of Double Star Induction Motors Under Rotor Bar Defect for Diagnosis Purpose”, International Conference on Industrial Technology, ICIT 2005, pp. 197-202, 2005.
- (Ribeiro, 2003) Ribeiro R.; Jacobina C.; Silva E.; Lima A.; “Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive systems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 18, no. 2, pp. 587-593, March 2003.
- (Ribeiro, 2004) Ribeiro R.; Jacobina C.; Silva E.; Lima A.; “Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems”, IEEE Transactions on Industry Application, vol. 51, no. 2, pp. 439-446, April 2004.
- (Ribeiro, 2000) Ribeiro, R.; Jacobina, C.; Silva, E.; Lima, A.; “Fault Detection in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’00, vol. 1, pp. 242-247, 2000.
- (Riveros, 2006) Riveros J. A.; Barrero F.; Duran M. J.; Bogato B.; Toral S.; “Estimation of the Electrical Parameters of a Five-Phase Induction Machine using Standstill

Techniques. Part I: Theoretical Discussions”, - 37th Annual Conference on Industrial Electronics Society, IECON’11, pp. 3668-3673, November 2006.

(Rothenhagen, 2004) Rothenhagen K.; Fuchs F. W.; “Performance of Diagnosis Methods for IGBT Open Circuit Fault in Three-Phase Voltage Source Inverters for AC Variable Speed Drives”, IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC’04, 2004.

(Rothenhagen, 2005) Rothenhagen K.; Fuchs F. W.; “Performance of Diagnosis Methods for IGBT Open Circuit Faults in Voltage Source Active Rectifiers”, European Conference on Power Electronics and Applications, 2005.

(Sadouni, 2012) Sadouni R.; Meroufel A.; “Indirect Rotor Field-oriented Control (IRFOC) for a Dual Star Induction Machine (DSIM) Using Fuzzy Controller”, Acta Polytechnica Hungarica, vol. 9, no. 2, pp. 177–192, 2012.

(Santos, 2008) Santos S.; “Aplicação de Sistemas Multi-classificadores no Diagnóstico de Falhas em Motores de Indução Trifásicos”, Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2008.

(Santos, 2012) Santos F.; Silva I. N.; Suetake M.; “Sobre a Aplicação de sistemas Inteligentes para Diagnóstico de falhas em máquinas de Indução - Uma Visão Geral, Sba Controle & Automação, vol. 23, no. 5, pp. 553 - 569, September/October 2012.

(Santos, 2013) Santos F.; “Identificação de Falhas em Motores de Indução Trifásicos Usando Sistemas Inteligentes”, Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, 2013.

(Shen, 2009) Shen Yin S.; Ding S. X.; Naik A.; Deng P.; Haghani A.; “On PCA-based Fault Diagnosis Techniques”, Conference on Control and Fault Tolerant Systems, pp. 179-184, October 2010.

(Silva, 2006) Silva C. R.; Correa M. B. R.; Jacobina C. B.; Lima A. M. N.; Silva E. R. C.; “A New Approach for Inter-Turn Short-Circuit Detection in Six-Phase Induction Motor”, IEEE Annual Conference on Industrial Electronics, IECON’06, pp. 4969-4974, November 2006.

- (Silva A., 2006) Silva A.; “Induction Motor Fault Diagnostic and Monitoring Methods”, Tese de Doutorado, Faculty of the Graduate School, Marquette University, 2006.
- (Silva C., 2007) Silva C.; “Contribuição ao Estudo dos Sistemas de Accionamento de Máquinas Assíncronas Hexafásicas”, Tese de Doutorado Universidade Federal Campina Grande, Fevereiro 2007.
- (Silva J., 2008) Silva J.; “Aplicação da Análise de Componentes Principais no Diagnóstico de Defeitos em Rolamentos através da Assinatura Eléctrica de Motores de Indução”, Tese de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, 2008.
- (Silva N., 2002) Silva N. M.; Martins A. P.; Carvalho A. S; “Torque and Speed Modes Simulation of a DTC-Controlled Induction Motor”, 10th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED’02, July 2002.
- (Smith, 1997) Smith K. S.; Ran L.; Penman J.; “Real-Time Detection of Intermittent Misfiring in a Voltage Fed PWM Inverter Induction-Motor Drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 44, no. 4, pp. 468–476, August 1997.
- (Singh, 2002) Singh G. K.; “Multi-Phase Induction Machine Drive Research – A Survey”, Electric Power Systems Research, vol. 62, pp. 139-147, December 2002.
- (Sleszynsku, 2009) Sleszynsku W.; Nieznanski J.; Cichowski A.; “Open-Transistor Fault Diagnostic in Voltage-Source Inverters by Analyzing the Load Currents”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 11, pp. 4681-4688, November 2009.
- (Stefani, 2010) Stefani A.; “Induction Motor Diagnosis in Variable Speed Drives”, Tese de Doutorado, University of Bologna, 2010.
- (Tallam, 2007) Tallam, R.M.; Lee, S.B.; Stone, G.; Kliman, G.B.; Yoo, J.; Habetler, T.G.; Harley, R.G.; “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, July/August 2007.
- (Tavner, 2007) Tavner P. J.; “Review of Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines”, IET Electric Power Applications, vol. 2, No. 4, pp. 215-247, 2007.

- (Thomson, 2001) Thomson W.T.; Fenger M.; “Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 7, no. 4, pp. 1077-2618, August 2001.
- (Thorsen, 1995) Thorsen O. V.; Dalva M.; “A Survey of Faults on Induction Motors in Offshore Oil Industry, Petrochemical Industry, Gas Terminals, and Oil Refineries”, *IEEE Transaction Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1186-1196, 1995.
- (Toliyat, 2012) Toliyat H. A.; Nandi S.; Choi S.; Meshgin-Kelk H.; “ Electric Machines, Modeling, Condition Monitoring and Fault Diagnosis”, CRC Press, October 2012.
- (Trajin, 2009) Trajin B.; “Analyse et traitement de grandeurs électriques pour la détection et le diagnostic de défauts mécaniques dans les entraînements asynchrones - Application à la surveillance des roulements à billes”, Tese de Doutorado, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2009.
- (Vallon, 2003) Vallon J.; “Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes”, Tese de Doutorado, L'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- (Verucchi, 2007) Verucchi C. J.; Acosta G. G.; “Técnicas de Detección y Diagnóstico de Fallos en Máquinas Eléctricas de Inducción”, *IEEE Latin América Transactions*, vol. 5, no. 1, pp. 465-472, March 2007.
- (Verucchi, 2008) Verucchi C. J.; Acosta G. G.; “A Review on Fault Diagnosis of Induction Machines”, *Latin American Applied Research*, vol. 38, pp. 113-121, 2008.
- (Vicini, 2005) Vicini L.; “Análise Multivariada da Teoria à Prática”, Universidade Federal de Santa Maria, 2005.
- (Welchko, 2004) Welchko B. A.; Lipo T. A.; Jahns T. M.; Schulz S. E.; “Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies; A Comparison of Features, Cost and Limitations”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116, July 2004.

- (White, 1996) White R. V.; Miles F. M.; “Principles of Fault Tolerance”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions, APEC’96, pp. 18–25, March 1996.
- (Williamson, 2003) Williamson S.; Smith S.; “Pulsating Torque and Losses in Multiphase Induction Machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, p. 986-993, 2003.
- (Yazdani, 2008) Yazdani D.; Khajehoddin S.A.; Bakhshai A.; Joos, G.; “A Generalized Space Vector Classification Technique for Six-Phase Inverters”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’07, pp. 2050-2054, June 2007.
- (Yeh, 2007) Yeh C.; Demerdash, N.; “Induction Motor-Drive Systems with Fault Tolerant Inverter-Motor Capabilities”, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC’07, pp. 1451-1458, 2007.
- (Yeh, 2008) Yeh Chia-Chou.; “Fault Tolerant Operations of Induction Motor-Drives Systems”, Tese de Doutorado, University Marquette, 2008.
- (Zhang, 2008) Zhang Y.; Jiang J.; “Bibliographical Review on Reconfigurable Fault Tolerant Control Systems”. Annual Reviews in Control - Elsevier, vol. 32, pp. 229–252, December 2008.
- (Zhang, 2014) Zhang W.; Xu D.; Enjeti P.N.; Li H.; Hawke J.T.; Krishnamoorthy H.S.; “Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6319 - 6331, February 2014.
- (Zhao, 1996) Zhao Y.; Lipo T. A.; “Modeling and Control of a Multi-phase Induction Machine with Structural Unbalance”, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 11, no. 3, pp. 570-577, September 1996.
- (Zidani, 2008) Zidani F.; Diallo D.; Benbouzid M.; Nait-Said R.; “A Fuzzy-Based Approach for the Diagnosis Fault Modes in Voltage-Fed PWM Inverter Induction Motor Drive”, IEEE Transactions on Industry Electronics, vol. 55, no. 2, pp. 586–593, February 2008.

(Zaimeddine, 2010) Zaimeddine R.; Undeland T.; “Direct Torque Control Scheme for Dual-Three-Phase Induction Motor”, International Power Electronics Conference, IPEC’10, pp. 3007-3014, June 2010.

