

Análise e Diagnóstico de Avarias Estatóricas em Motores de Indução Hexafásicos, com Enrolamento Simétrico

Hugo Rafael Pinto Antunes

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
(2^o ciclo de estudos)

Orientador: Prof. Doutor António João Marques Cardoso
Co-orientador: Prof. Doutor Davide Sérgio Baptista da Fonseca

setembro de 2020

Folha em branco

Dedicatória

Dedico este trabalho à minha família, especialmente aos meus pais, à minha irmã e aos meus tios, que me deram as condições e o suporte necessário para poder atingir este patamar acadêmico.

Folha em branco

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Professor Doutor António João Marques Cardoso pela sua supervisão e, sendo diretor do CISE - Centro de Investigação em Sistemas Electromecatrónicos, também pela cedência do espaço de trabalho e equipamento indispensável à realização deste trabalho, bem como ao Professor Doutor Davide Sérgio Baptista da Fonseca pela total disponibilidade, orientação e auxílio prestado durante a composição deste trabalho, permitindo a sua conclusão com sucesso.

Uma palavra de agradecimento ao Mestre Fernando Bento pela ajuda em pormenores da componente técnica do meu trabalho.

Por fim, queria agradecer a todos os colegas e amigos, em particular ao Henrique Patrício, Ricardo Mesquita, João Dinis, Tiago Saraiva e João Cruz que me acompanharam, apoiaram e incentivaram ao longo destes anos.

Folha em branco

Resumo

As primeiras referências a máquinas multifásicas remontam aos anos 60 do século XX [1]. No entanto, só no início do século XXI, por força da grande melhoria e eficiência dos conversores eletrônicos de potência, é que este tipo de máquinas despertou o interesse da comunidade científica.

As máquinas multifásicas caracterizam-se por possuírem um número de fases superior a 3 e apresentam como principais vantagens, relativamente às suas congêneres trifásicas, menor pulsação de binário, maior densidade de potência e maior tolerância a falhas [2]. Em contrapartida, excetuando a máquina hexafásica com enrolamento simétrico, a alimentação das máquinas polifásicas tem de ser efetuada por intermédio de um conversor eletrônico de potência que permita criar um sistema polifásico, adequado ao tipo de enrolamento da máquina, a partir da rede de alimentação.

A crescente procura por acionamentos elétricos de velocidade variável capazes de cumprirem com critérios cada vez mais exigentes de eficiência energética e apresentando níveis elevados de fiabilidade e disponibilidade tornou evidente a necessidade de se analisar os modos de falha, e seus efeitos, de desenvolver métodos capazes de detetar avarias de carácter evolutivo num estado inicial e de estratégias de controlo que permitam operar o acionamento em caso de avaria, ainda que com algumas limitações no seu desempenho.

Neste trabalho, apresenta-se uma abordagem teórica às máquinas de indução com seis fases, suas características construtivas, princípio de funcionamento, aplicações e tipos de falhas predominantes. Posteriormente, será apresentado um modelo computacional da máquina, desenvolvido para a análise do desempenho da máquina em funcionamento normal (saudável) e na presença de avarias no estator (curto-circuito entre espiras). Apresenta-se, ainda, a validação do modelo computacional desenvolvido. Por fim, apresentar-se-á uma metodologia adequada ao diagnóstico de avarias no estator, mais precisamente de curto-circuitos entre espiras.

Palavras-chave

Máquina de Indução Hexafásica, Enrolamento Simétrico, Curto-Circuito, Espiras, Modelação Computacional, Avarias Estatóricas, Diagnóstico, EPVA, IAPSA, IRPSA.

Folha em branco

Abstract

The first references to polyphase machines date back to the 60's of the 20th century [1]. However, it was only at the beginning of the 21st century that this type of machines stimulated the interest of the scientific community, due to the great improvement and efficiency of electronic power converters.

Multiphase machines are characterized by having a number of phases greater than 3 and have as main advantages, in relation to their three-phase counterparts, lower torque pulsation, higher power density and greater fault tolerance [2]. On the other hand, except for the six-phase machine with symmetrical winding, the supply of the multiphase machines must be carried out by means of an electronic power converter that allows the creation of a multiphase system, suitable for the type of winding of the machine, from the grid supply.

The growing demand for variable speed electric drives capable of satisfy increasingly demanding criteria of energy efficiency and presenting high levels of reliability and availability made evident the necessity to analyze the failure modes, and their effects, to develop methods capable of detect evolutionary failures in an initial state and control strategies that allow the drive to be operated in the event of a failure, although with some limitations in its performance.

In this work, a theoretical approach of induction machines with six phases is presented, with their constructive characteristics, operating principle, applications and predominant types of failures. Later, a computational model of the machine will be presented, developed for the analysis of the machine's performance in normal operation (healthy) and in the presence of faults in the stator (inter-turn short circuit). The validation of the developed computational model is also presented. Finally, an adequate methodology will be presented for the diagnosis of faults in the stator, more precisely for inter-turn short-circuits.

Keywords

Six-phase Induction Machine, Symmetric Winding, Inter-turn Short-circuit, Mathematical Modeling, Fault Diagnosis, Stator Faults, EPVA, IAPSA, IRPSA.

Folha em branco

Índice

Capítulo 1

Introdução	1
1.1 Motor de indução hexafásico	3
1.1.1 Características construtivas.....	3
1.1.2 Princípio de funcionamento	5
1.1.3 Aplicações	6
1.2 Avarias	7
1.2.1 Análise dos vários tipos de avarias	7
1.2.2 Diagnóstico de avarias.....	10
1.2.2.1 Análise Espectral da Corrente	11
1.2.2.2 Vetor de <i>Park</i> e EPVA.....	12

Capítulo 2

Modelo Analítico do Motor de Indução Hexafásico, com Enrolamento Simétrico	15
2.1 Relação entre as indutâncias do estator e do rotor e os parâmetros do circuito elétrico equivalente do motor de indução	18

Capítulo 3

Modelo Analítico do MIH com Avarias no Estator	25
3.1 Descrição analítica da avaria	25
3.2 Representação matricial do modelo	28
3.3 Indutâncias da fase com curto-circuitos entre espiras.....	31
3.4 Análise da tensão de ponto médio da estrela.....	35

Capítulo 4

Parametrização do MIH	39
4.1 Características da MIH em estudo.....	39
4.2 Determinação dos parâmetros do esquema elétrico equivalente por fase do motor de indução.....	41
4.2.1 Medição da resistência elétrica do estator	42
4.2.2 Ensaio em vazio	42
4.2.3 Ensaio com rotor bloqueado (curto-circuito).....	44
4.3 Parâmetros mecânicos.....	46
4.3.1 Momento de Inércia	46
4.3.2 Binário de perdas por atrito e ventilação	47

Capítulo 5

Validação Experimental dos Modelos Analíticos do MIH	49
5.1 Operação saudável.....	50
5.2 Operação com avaria	54
Capítulo 6	
Diagnóstico de curto-circuitos entre espiras, no MIH.....	61
6.1 Transformada de <i>Park</i>	61
6.2 EPVA - <i>Extended Park's Vector Approach</i>	63
6.3 IAPSA – Análise Espectral da Potência Ativa e IRPSA – Análise Espectral da Potência Reativa	63
6.4 Resultados do diagnóstico	65
6.4.1 Análise espectral do módulo do Vetor de <i>Park</i> – Operação saudável	65
6.4.2 Análise espectral do módulo do Vetor de <i>Park</i> – Operação com avaria.....	67
6.4.3 IAPSA e IRPSA – Operação saudável	69
6.4.4 IAPSA e IRPSA – Operação com avaria.....	70
6.5 Evolução da severidade da avaria.....	72
Capítulo 7	
Conclusões e sugestões para trabalhos futuros.....	77
6.1 Conclusões.....	77
6.2 Sugestões para trabalhos futuros	77
Bibliografia.....	79
Apêndice A	
Parâmetros de simulação	83
Esquema de enrolamentos do motor	83

Lista de Figuras

Figura 1.1: Esquema de enrolamento com seis fases.....	3
Figura 2.1: Distribuição do fluxo magnético gerado pela fase A.	19
Figura 3.1: Diagrama do circuito do MIH com curto-circuito entre espiras na fase A.	26
Figura 3.2: Distribuição do fluxo magnético gerado pelas bobinas ao longo do entreferro.	31
Figura 4.1: (a) – Caixa de terminais; (b) – Motor elétrico WEG.....	40
Figura 4.2: Enrolamento estatórico da bobina A do motor em estudo.....	40
Figura 4.3: Esquema elétrico equivalente por fase de um motor de indução.....	41
Figura 4.4: Esquema de ligações do sistema alimentação + instrumentação + motor.....	41
Figura 4.5: Esquema equivalente simplificado do circuito elétrico por fase, quando o motor opera em vazio.....	43
Figura 4.6: Esquema equivalente simplificado do circuito elétrico por fase, quando o rotor se encontra bloqueado.....	44
Figura 4.7: Gráfico de potência em função do quadrado da tensão.....	47
Figura 5.1: Modelo computacional implementado em Matlab e exemplo de uma equação característica do modelo implementado.	49
Figura 5.2: Montagem do equipamento utilizado para a realização dos ensaios experimentais.	50
Figura 5.3: Comparação entre a corrente de linha do ensaio experimental e da simulação computacional.	51
Figura 5.4: Comparação entre a corrente de linha do ensaio experimental e da simulação computacional.	51
Figura 5.5: Formas de onda da tensão, da corrente estatórica e da corrente de falha, para a condição de vazio.....	52
Figura 5.6: Formas de onda da tensão, da corrente estatórica e da corrente de falha, para o caso de $3Nm$ de carga.	53
Figura 5.7: Formas de onda da tensão, da corrente estatórica e da corrente de falha na condição de “sem carga”, com 12 espiras (A1-A4) em curto-circuito, num total de 138, com resistência de falha $Rk = 4 \Omega$	55

Figura 5.8: Formas de onda da tensão, da corrente estatórica e da corrente de falha, para um binário de carga de 4,5Nm de carga, com 23 espiras (A1-A5) em curto-circuito, num total de 138, e com resistência de falha $Rk = 4 \Omega$	56
Figura 5.9: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 2Ω	57
Figura 5.10: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 4Ω	57
Figura 5.11: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 6Ω	58
Figura 5.12: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do valor das resistências de falha, no caso de 10 espiras em curto-circuito.	58
Figura 5.13: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do valor das resistências de falha, no caso de 23 espiras em curto-circuito.	59
Figura 6.1: Ilustração geométrica da transformação de Park.	61
Figura 6.2: Espectro do módulo do Vetor de Park da corrente, obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio.	65
Figura 6.3: Espectro do módulo do Vetor de Park da corrente, obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio.	66
Figura 6.4: Espectro do módulo do Vetor de Park da corrente, obtido em simulação, com 4,5Nm de binário de carga.	66
Figura 6.5: Espectro do módulo do Vetor de Park obtido experimentalmente, com 4,5Nm de binário de carga.....	66
Figura 6.6: Espectro do módulo do Vetor de Park da corrente, obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω	67
Figura 6.7: Espectro do módulo do Vetor de Park da corrente, obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω	68
Figura 6.8: Espectro do módulo do Vetor de Park da corrente obtido em simulação, com 4,5Nm de binário de carga, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω	68
Figura 6.9: Espectro do módulo Vetor de Park da corrente, obtido experimentalmente, com 4,5Nm de binário de carga, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω	68
Figura 6.10: Espectro da potência ativa instantânea obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio.	69

Figura 6.11: Espectro da potência reativa instantânea obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio.	69
Figura 6.12: Espectro da potência ativa instantânea obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio.....	70
Figura 6.13: Espectro da potência reativa instantânea obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio.	70
Figura 6.14: Espectro da potência ativa instantânea obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω	71
Figura 6.15: Espectro da potência reativa instantânea obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω	71
Figura 6.16: Espectro da potência ativa instantânea obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω	71
Figura 6.17: Espectro da potência reativa instantânea obtido experimentalmente na condição de “funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω	72
Figura 6.18: Evolução do fator de severidade em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 2Ω	73
Figura 6.19: Evolução do fator de severidade em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 4Ω	73
Figura 6.20: Evolução do fator de severidade em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 6Ω	73
Figura 6.21: Evolução do fator de severidade em função do valor das resistências de falha, para 10 espiras em curto-circuito.....	74
Figura 6.22: Evolução do fator de severidade em função do valor das resistências de falha, para 12 espiras em curto-circuito.	74
Figura 6.23: Evolução do fator de severidade em função do valor das resistências de falha, para 23 espiras em curto-circuito.....	74
Figura 6.24: Evolução da componente $2fs$ da potência ativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 2Ω	75
Figura 6.25: Evolução da componente $2fs$ da potência ativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 4Ω	75
Figura 6.26: Evolução da componente $2fs$ da potência ativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 6Ω	75

Figura 6.27: Evolução da componente $2fs$ da potência reativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 2Ω	76
Figura 6.28: Evolução da componente $2fs$ da potência reativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 4Ω	76
Figura 6.29: Evolução da componente $2fs$ da potência reativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 6Ω	76
Figura A.1: Esquema das ligações dos enrolamentos do motor em estudo.	83
Figura A.2: Disposição dos enrolamentos que perfazem o estator.....	84

Lista de Tabelas

Tabela 1.1: Redução das perdas por efeito de Joule no estator, obtida através do aumento do número de fases além de três [4].....	4
Tabela 1.2: Comparação entre as diferentes técnicas de detecção de avarias [7, 14, 15].	10
Tabela 4.1: Resultados das medições das resistências elétricas do estator.....	42
Tabela 4.2: Valores de Tensão, Corrente e Potência, por fase, para o ensaio em vazio.	43
Tabela 4.3: Valores de Tensão, Corrente e Potência, por fase, do ensaio com rotor bloqueado.	45
Tabela A.1: Parâmetros usados na modelação computacional.	83

Folha em branco

Lista de Acrónimos

MIH	Motor de Indução Hexafásico
FEM	Força Eletromotriz
FMM	Força Magnetomotriz
FFT	Fast Fourier Transform – Transformada rápida de Fourier
STFT	Short-Time Fourier Transform – Transformada de Fourier num intervalo de tempo curto
EPVA	Extended Park’s Vector Approach – Análise Espectral do Modulo do Vetor de <i>Park</i>
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers - Instituto dos Engenheiros Elétricos e Eletrônicos
DC	Direct Current – Corrente Contínua
CC	Curto-circuito
AC	Alternating Current – Corrente Alternada
PVA	Park’s Vector Approach - Análise do Vetor de <i>Park</i>
IAPSA	Instantaneous Active Power Signature Analysis – Análise da Potência Ativa Instantânea
IRPSA	Instantaneous Reactive Power Signature Analysis – Análise da Potência Reativa Instantânea

Folha em branco

Capítulo 1

Introdução

As máquinas elétricas, sistemas eletromecânicos de conversão de energia, apresentam-se cada vez mais como um importante engenho nas atuais e futuras aplicações domésticas e industriais. O seu contributo tem vindo a proporcionar o desenvolvimento e crescimento tecnológico da indústria que se reflete na melhoria substancial da qualidade de vida da sociedade. O funcionamento como motor (conversão de energia elétrica em energia mecânica), como gerador (conversão de energia mecânica em energia elétrica) e ainda como transformador (apenas em máquinas específicas), proporciona a sua utilização numa vasta gama de aplicações.

A utilização contínua de máquinas elétricas, e o conseqüente surgimento de avarias, obriga a um estudo profundo do comportamento das máquinas quando desenvolvem estados de avaria, de modo a permitir o posterior desenvolvimento de máquinas que apresentem rendimentos mais elevados e maior robustez, de modo a aumentar a tolerância a falhas e diminuir a manutenção exigida.

O desenvolvimento e massificação do uso de dispositivos eletrônicos de potência permitiu a concepção de conversores eletrônicos de potência mais robustos, flexíveis, e capazes de executar um controlo mais eficiente das máquinas elétricas. Deste modo, atualmente, é possível conceber e utilizar de modo eficiente novas máquinas com características diferentes das tradicionais. Além disso, as questões ambientais e a eficiência energética, preocupações cada vez mais enfáticas na sociedade atual, têm vindo a criar uma “pressão” suplementar para que se aperfeiçoem e reforcem os aspetos já referenciados.

A primeira referência sobre as máquinas polifásicas, máquinas com quatro ou mais fases, remonta ao ano de 1969, onde se apresenta uma proposta de um inversor de 5 fases para alimentar uma máquina multifásica [1]. Nos últimos anos tem existido um interesse crescente em máquinas polifásicas de indução. Estas apresentam, comparativamente às máquinas trifásicas de indução, as seguintes vantagens [2, 3]:

- maior densidade de potência;
- menores variações de binário eletromecânico;
- menores vibrações e ruído;
- redução do valor de corrente por fase, e conseqüentemente uma redução da corrente nos semicondutores constituintes do inversor;

- redução dos harmônicos de corrente presentes nos condensadores do barramento DC do inversor;
- aumento da fiabilidade do sistema eletromecânico.

A principal característica de diferenciação dos motores polifásicos, relativamente ao motor trifásico, está no número de fases que constituem o enrolamento estatórico. Por isso, excluindo o motor hexafásico, com distribuição simétrica do enrolamento estatórico, nas alimentações das máquinas polifásicas é obrigatória a utilização de um conversor eletrónico de potência. De salientar que o grande desenvolvimento da eletrónica de potência ofereceu uma grande flexibilidade na operação destas máquinas, sendo que atualmente até a maioria das máquinas trifásicas são operadas através de um conversor eletrónico de potência.

Assim, as máquinas polifásicas são escolhas particularmente adaptadas a aplicações de velocidade variável com potência/corrente elevadas e onde se pretenda ter uma solução com elevada fiabilidade e tolerância a falhas, particularmente na indústria e nos transportes (propulsão de sistemas náuticos, locomotivas, veículos elétricos e aeronáutica) [2-5].

O principal objetivo desta dissertação é o estudo do comportamento do motor de indução hexafásico (MIH) quando sujeito a uma avaria no estator. Dado que a maioria das avarias no estator está relacionada com fatores de envelhecimento, surgindo na sua fase inicial na forma de curto-circuitos entre espiras, pretende-se diagnosticar a avaria num estado inicial e, simultaneamente, avaliar o comportamento da máquina em funcionamento saudável e em estado de avaria.

Este trabalho divide-se em 7 partes, sendo que no capítulo 1 é feita uma abordagem às características construtivas do MIH, com enrolamento simétrico, é, ainda, apresentado o seu princípio de funcionamento, bem como as suas aplicações mais frequentes.

No Capítulo 2 é apresentado o modelo matemático desenvolvido, e implementado em ambiente computacional, traduzindo o funcionamento da máquina hexafásica de indução, com enrolamento estatórico simétrico, em modo saudável.

No Capítulo 3 é apresentado o modelo matemático desenvolvido, e implementado em ambiente computacional, traduzindo o funcionamento da máquina hexafásica de indução, com enrolamento estatórico simétrico, com curto-circuitos entre espiras de uma fase.

No Capítulo 4 expõe-se a caracterização experimental da máquina utilizada para posterior validação do modelo proposto, sendo obtidos os parâmetros necessários ao modelo apresentado nos Capítulos 2 e 3.

No Capítulo 5 apresenta-se a validação do modelo proposto, comparando as grandezas elétricas e mecânicas, caracterizadoras do funcionamento da máquina, previstas pelo modelo, com as registadas em ensaios laboratoriais da máquina.

No Capítulo 6 apresenta-se a metodologia proposta para o diagnóstico de avarias estatóricas, em particular curto-circuitos entre espiras, e o respetivo desempenho.

No sétimo e último capítulo é efetuada uma análise global do trabalho, apresentando-se as conclusões finais. Apresentam-se, ainda neste capítulo, um conjunto de propostas para trabalhos futuros.

1.1 Motor de indução hexafásico

1.1.1 Características construtivas

A topologia de construção adotada no MIH é similar a um motor trifásico de indução, sendo que a única particularidade diferenciadora reside no facto do enrolamento estatórico ser constituído por 6 fases, conforme exposto na Figura 1.1. Portanto, tal como no motor de indução trifásico, o MIH é composto por uma parte fixa, uma parte móvel e uma parte que as separa, designando-se, respetivamente, de estator, rotor e entreferro.

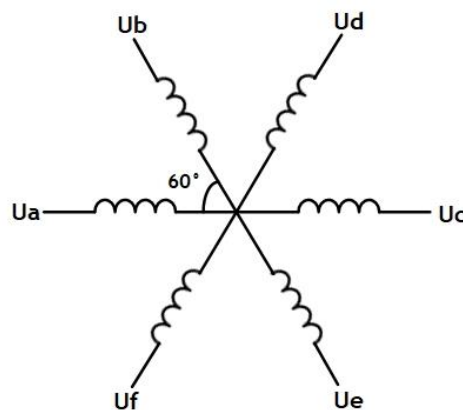


Figura 1.1: Esquema de enrolamento com seis fases.

O estator é constituído por um núcleo ferromagnético formado por chapas de aço magnético separadas por uma camada de verniz isolante. A laminação do material ferromagnético tem o propósito de atenuar as correntes de Foucault e, conseqüentemente, as perdas no ferro por histerese e por efeito de Joule. Ao longo da periferia interna do estator encontram-se as ranhuras uniformemente distribuídas, onde são colocados os enrolamentos estatóricos.

O rotor é também composto por chapas de núcleo ferromagnético laminado, dispondo de ranhuras na periferia externa. O seu formato de conceção pode ainda ser de dois tipos, bobinado ou em gaiola de esquilo.

O rotor bobinado é constituído por um enrolamento polifásico distribuído pelas ranhuras do rotor, com características equivalentes ao do estator. Os terminais do enrolamento rotórico encontram-se conectados a anéis coletores, situados no eixo. As escovas de grafite em conjunto com estes anéis permitem o acesso externo aos terminais do rotor.

O rotor em gaiola de esquilo contém barras de cobre ou alumínio, embebidas nas ranhuras do núcleo cilíndrico laminado do rotor e ligadas em curto-circuito em ambas as extremidades por anéis de cobre ou alumínio. A extrema simplicidade, robustez e viabilidade económica deste género de construção do rotor faz com que este seja o mais usualmente utilizado em motores de potência mais reduzida.

A região de separação da parte móvel, rotor, e da parte fixa, estator, é designada por entreferro. No caso do motor de indução, este apresenta uma distribuição uniforme, o que significa que o seu valor (distância radial entre estator e rotor) é constante em toda a máquina. O entreferro deve, ainda, ser o mais pequeno possível de modo a melhorar o acoplamento magnético entre os circuitos elétricos do estator e do rotor.

Os enrolamentos do estator estão alojados nas ranhuras do mesmo. Uma distribuição adequada do enrolamento permite uma diminuição das magnitudes dos harmónicos espaciais e temporais e proporciona um aproveitamento mais eficaz do ferro e do cobre. Assim, quanto maior for a distribuição do enrolamento ou o número de fases, maior é a redução de harmónicos e mais sinusoidal é a força magnetomotriz.

Por fim, importa referenciar que as perdas por efeito de joule, em percentagem, no estator, diminuem à medida que o número de fases aumenta, ainda que de uma forma modesta (Tabela 1.1) [4]. Contudo, ao considerar-se esta afirmação, deve ser lembrado que a perdas por efeito de Joule no rotor permanecerão inalteradas, assim como o campo magnético no entreferro (perdas no ferro do material ferromagnético). Por outro lado, os harmónicos espaciais originários da FMM, produzem perdas adicionais no ferro e por efeito de Joule. No entanto, o uso de números de fase de maior valor reduz a magnitude destes harmónicos e, conseqüentemente, as perdas em causa.

Tabela 1.1: Redução das perdas por efeito de Joule no estator, obtida através do aumento do número de fases além de três [4].

Número de fases	5	6	9	12	15	∞
Redução de perdas por efeito de Joule (%)	5.6	6.7	7.9	8.3	8.5	8.8

1.1.2 Princípio de funcionamento

Um motor assíncrono, ou de indução, com um número de fases, n_{ph} , igual ou superior a 3, possui um enrolamento simétrico se o desfasamento entre os enrolamentos for de $360/n_{ph}$ graus elétricos, ou seja, 60 graus elétricos para um MIH.

Quando os enrolamentos do estator são alimentados por um sistema hexafásico equilibrado de correntes, obtém-se:

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ i_c = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_d = I_m \cos(\omega t - \pi) \\ i_e = I_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ i_f = I_m \cos(\omega t - \frac{5\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.1)$$

sendo I_m a amplitude máxima da corrente que percorre o estator, ω a velocidade angular e t o tempo. Cada uma das correntes produz uma FMM sinusoidalmente distribuída ao longo do entreferro, com pulsação sinusoidal, possuindo um pico localizado ao longo do respetivo eixo, conforme se apresenta em (1.2). θ representa a posição angular elétrica no entreferro e N o número de espiras.

$$\begin{cases} \mathcal{Fmm}_a(t, \theta) = NI_m \cos(\omega t) * \cos(\theta) \\ \mathcal{Fmm}_b(t, \theta) = NI_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{3}) * \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \\ \mathcal{Fmm}_c(t, \theta) = NI_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) * \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \mathcal{Fmm}_d(t, \theta) = NI_m \cos(\omega t - \pi) * \cos(\theta - \pi) \\ \mathcal{Fmm}_e(t, \theta) = NI_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) * \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \mathcal{Fmm}_f(t, \theta) = NI_m \cos(\omega t - \frac{5\pi}{3}) * \cos(\theta - \frac{5\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.2)$$

Da soma do campo magnético gerado por cada uma das fases resulta um campo magnético sinusoidalmente distribuído ao longo do entreferro e em rotação. Este campo, designado por campo girante, apresenta uma velocidade de rotação, n_s , designada por velocidade síncrona e dada por:

$$n_s = \frac{60 * f}{P} [rpm] \quad (1.3)$$

onde f representa a frequência de alimentação e P o número de pares de pólos.

De acordo com a lei de *Faraday*, uma FEM é induzida numa espira sempre que exista uma variação do fluxo magnético que a atravessa. Assim, para que o fluxo magnético,

gerado no estator, que atravessa as espiras do circuito elétrico rotórico apresente uma variação no tempo, é necessário que a velocidade de rotação do rotor seja diferente da velocidade síncrona (velocidade de rotação do campo magnético gerado no estator). Dado que, para que haja produção de binário é necessário que os condutores do rotor sejam percorridos por uma corrente, que no caso do motor de indução se obtém por indução do campo gerado no estator, e que esteja sob ação de um campo magnético, o motor de indução terá de operar a uma velocidade, n , diferente da velocidade síncrona, designada por velocidade assíncrona e, apresentando um deslizamento, s , tal que:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1.4)$$

Deste modo, as correntes rotóricas terão uma frequência igual ao módulo de $s * f$, gerando um campo girante que rodará à velocidade síncrona. Caso a máquina esteja a operar como motor, a velocidade de rotação será inferior à velocidade síncrona e o campo gerado pelo rotor estará em atraso relativamente ao campo gerado pelo estator. Se, por oposição, a máquina estiver a operar como gerador, a velocidade de rotação do veio será superior à velocidade síncrona e o campo rotórico estará em avanço relativamente ao campo estatórico.

1.1.3 Aplicações

A opção por um determinado tipo de motor, para uma qualquer aplicação, está sempre dependente de uma avaliação das vantagens, decorrentes das suas características, por comparação com os outros tipos de motores. Assim, o MIH apresenta [2, 4]:

- Uma capacidade acrescida de tolerância a falhas, comparativamente ao seu congénere trifásico, o que garante uma maior fiabilidade em determinadas aplicações. No caso de uma avaria que impeça a alimentação de uma ou mais fases, o motor consegue continuar em funcionamento, ainda que com uma degradação de desempenho proporcional ao número de fases em falta, mas que pode ser minimizado com uma reconfiguração da estratégia de controlo do inversor;
- Um conjunto de possíveis ligações entre os enrolamentos de cada fase, que permitem alterar o número de pólos do motor, naturalmente, dependendo das características específicas do motor, e com isso operar a diferentes velocidades sem necessidade de alterar a frequência da tensão de alimentação;
- Uma redução da amplitude de pulsações de binário, combinada com um aumento da respetiva frequência, que permite reduzir o *stress* mecânico da carga e os harmónicos do rotor;

- Valores mais reduzidos de corrente, aos quais os semicondutores de potência estão sujeitos, de forma proporcional ao aumento do número de fases. Entre as aplicações que tiram benefício desta condição destacam-se os veículos elétricos que, na sua maioria, apresentam um inversor com barramento DC de baixa tensão, e motores dimensionados para tensões reduzidas e correntes elevadas por fase. Com a utilização de um motor multifásico é possível reduzir a amplitude de corrente por fase sem existir a necessidade de aumentar a tensão por fase;
- A possibilidade de aumentar o rácio de binário por ampere para o mesmo volume da máquina;
- Uma redução dos harmónicos de corrente do filtro capacitivo do barramento DC presente no conversor eletrónico de potência.

Assim sendo, tendo em conta estas características, são, recorrentemente, referidas possíveis aplicações de onde se destacam: veículos elétricos ou híbridos, propulsão de navios, locomotivas e aeronaves, sistemas de geração de energia, compressores de elevada potência e outras aplicações industriais [5].

1.2 Avarias

1.2.1 Análise dos vários tipos de avarias

A utilização intensiva das máquinas de indução acarreta uma manutenção mais periódica. Quando tal não acontece, surgem avarias que causam danos irreversíveis e que podem comprometer, futuramente, o funcionamento da máquina. Em aplicações de elevada criticidade, os danos podem ser catastróficos uma vez que a avaria não afeta, apenas, a máquina em si como também pode afetar os outros sistemas constituintes do processo de funcionamento/produção. Nestes casos a avaria pode causar danos económicos, ambientais e/ou humanos graves.

As máquinas elétricas de indução estão sujeitas a vários tipos de avarias. Essas avarias podem dividir-se em três grupos [6, 7]:

- I. Avarias no estator (fases em circuito aberto, curto-circuitos entre espiras da mesma fase, curto-circuitos entre fases e bobina com ligação à terra);
- II. Avarias elétricas no rotor, em gaiola de esquilo (barras condutoras e/ou anéis das extremidades danificados);

III. Avarias mecânicas no rotor (avarias nos rolamentos, excentricidade e do desalinhamento ou empeno do veio).

Verifica-se que as avarias nos rolamentos, nas barras do rotor, nos enrolamentos estatóricos e no veio/acoplamento representam, respetivamente, 69%, 7%, 21% e 3% do total de falhas [8]. Geralmente, estas falhas surgem devido a *stress* elétrico, térmico, mecânico e do meio envolvente/contaminações.

Sendo o segundo tipo de avaria mais frequente, importa analisar as avarias no estator com mais detalhe. Normalmente, as avarias no estator estão relacionadas com o envelhecimento ou deterioração dos isolamentos, e são várias as razões que provocam este tipo de avarias. Entre elas encontram-se [9]:

- As temperaturas elevadas no núcleo do estator e nos enrolamentos;
- A deficiente laminação do núcleo ferromagnético;
- As descargas elétricas;
- As fugas nos sistemas de refrigeração;
- As contaminações de lubrificação, humidade e sujidade;
- O *stress* provocado durante o arranque do motor;
- A deficiente junção do enrolamento final.

O motor, quando sujeito a um circuito aberto de uma ou mais fases, mantém a operação, mas com redução do binário desenvolvido num valor proporcional ao número de fases em circuito aberto, em relação o número total de fase do motor.

Os curto-circuitos, em particular os curto-circuitos entre espiras, no estator são das avarias mais difíceis de detetar. Na fase mais incipiente da avaria a proteção (disjuntor) não atua, interrompendo a alimentação do motor, pelo que o motor se mantém em funcionamento sujeito a um elevado aquecimento localizado na zona onde se encontra o curto-circuito. Se não for detetada em estado embrionário, a avaria evolui rapidamente para uma situação mais gravosa, como são os casos dos curto-circuitos entre fases e dos curto-circuitos entre fase e terra. No caso dos curto-circuitos entre fases e terra, o fluxo de corrente para a terra causa danos irreversíveis no núcleo ferromagnético do estator e o motor nunca voltará a operar em condições minimamente razoáveis, pelo que, deve ser retirado da aplicação. Uma das formas mais simples de avaliar a existência de avarias no estator passa por monitorizar continuamente a componente negativa da corrente estatórica, sendo que esta pode ser causada por curto-circuitos entre espiras ou por desequilíbrios na alimentação [6].

A componente negativa da corrente é particularmente nefasta, pois produz binário negativo, contrário ao sentido de rotação do veio, o que contribui para uma redução do rendimento, e um aumento da oscilação do binário resultante e da velocidade [10].

Os danos nas barras e nos anéis das extremidades do rotor podem ser causados por inúmeros fatores, tais como [11]:

- *stress* térmico devido à sobrecarga,
- desequilíbrio térmico,
- pontos quentes ou perdas excessivas,
- faíscas,
- *stress* magnético oriundo de forças eletromagnéticas,
- desequilíbrio do fluxo magnético,
- ruído e vibração eletromagnética,
- *stress* residual originado por eventuais defeitos provenientes da fabricação,
- *stress* dinâmico ou cíclico provocado por binários do veio,
- forças centrífugas,
- *stress* do meio que envolve a máquina.

Usualmente, este tipo de avaria, tem início no ponto de junção entre as barras e o anel de extremidade e, apresenta um comportamento evolutivo, propagando-se até às barras adjacentes.

É nos rolamentos que ocorrem a maioria das avarias na máquina. Constituídos por dois anéis, um designado de pista exterior e outro de pista interior, possuem, entre ambos, os elementos rolantes (esferas) que proporcionam o movimento rotativo do veio. As vibrações, as cargas desequilibradas, o desalinhamento do veio, as avarias nas caixas de redução/multiplicação, os *stresses* internos, o entreferro não uniforme e a fuga de correntes para os rolamentos devido aos sistemas de eletrônica de potência influenciam no desenvolvimento de imperfeições nos rolamentos [6].

A excentricidade do entreferro pode ser classificada como estática, dinâmica ou mista. Na excentricidade estática o centro de rotação está deslocado do centro geométrico do estator, na excentricidade dinâmica o centro rotação coincide com o centro geométrico do estator, mas o centro geométrico do rotor encontra-se deslocado do centro geométrico do estator. Na excentricidade mista o centro de rotação do rotor encontra-se em rotação em torno do centro geométrico do estator. A excentricidade pode ser causada pela posição desalinhada dos rolamentos durante a montagem, pelo desgaste, pelo eixo do rotor empenado ou pela operação a velocidades críticas que causem vibrações/turbulência no rotor. Na presença de excentricidade são geradas forças, no rotor, que tendem a deslocá-lo para zonas próximas da superfície interna do estator. São, também, geradas forças radiais que vão sobrecarregar os rolamentos e, atuar sobre os enrolamentos do estator fazendo com que estes fiquem sujeitos a vibrações prejudiciais [6].

1.2.2 Diagnóstico de avarias

Entre os principais métodos de métodos de diagnóstico existentes, destacam-se, essencialmente [7, 12, 13, 14]:

- a) Análise do campo eletromagnético, em particular do fluxo eletromagnético axial;
- b) Análise da temperatura do motor;
- c) Análise das emissões de radiofrequência;
- d) Análise do ruído;
- e) Análise química (gás de refrigeração, detritos de óleo lubrificante);
- f) Medição de descargas parciais;
- g) Análise espectral das correntes de alimentação;
- h) Vetor de *Park*, e Extended Park's Vector Approach (EPVA) das correntes de alimentação;
- i) Métodos baseados em modelos de inteligência artificial, redes neuronais e lógica *Fuzzy*.

Cada um dos métodos listados é apto para detetar determinadas avarias, pelo que um método não é, necessariamente, capaz de detetar qualquer tipo de avarias. Naturalmente, uns métodos têm mais usabilidade que outros por serem menos dispendiosos, mais fiáveis ou de mais fácil aplicação. Na Tabela 1.2 encontra-se uma análise comparativa dos principais métodos de deteção de avarias.

Tabela 1.2: Comparação entre as diferentes técnicas de deteção de avarias [7, 14, 15].

Método	Falhas detetáveis				
	Isolamento	Enrolamentos Estatóricos	Enrolamentos/ Barras do Rotor	Excentricidade	Danos nos rolamentos
Vibração	✗	✗	✓	✓	✓
Análise espectral da corrente elétrica	✗	✓	✓	✓	✓
Vetor de <i>Park</i> da corrente de alimentação	✗	✓	✓	✓	✓
Fluxo axial	✗	✓	✓	✓	✗
Detritos de lubrificação	✗	✗	✗	✗	✓
Gás de refrigeração	✓	✓	✓	✗	✗
Descarga parcial	✓	✗	✗	✗	✗

Mais recentemente, a análise da potência ativa e reativa instantânea tem merecido, a atenção da comunidade científica, em virtude do seu potencial, no diagnóstico de avarias em motores sujeitos a fortes flutuações de carga [16].

Independentemente da grandeza em análise, corrente, tensão, fluxo, Vetor de *Park* ou vibrações é usual fazer-se o tratamento matemático das formas de onda adquiridas com recurso à *Fast Fourier Transform* (FFT), ao *Bi-spectrum* ou à análise *Wavelet*. A FFT converte a informação para o domínio da frequência gerando um espectro que apresenta as amplitudes de cada frequência do espectro, no entanto, requer que a aquisição de dados seja realizada sobre condições estáveis (*steady-state*). O *bi-spectrum*, igualmente designado de espectro de terceira ordem, apresenta em simultâneo, a amplitude e o ângulo de fase de cada harmónico [14]. A análise *Wavelet* surgiu com objetivo de ultrapassar as limitações de utilização da FFT, e do *Bi-spectrum*, na análise de sinais que não sejam estáveis, ou seja, sinais que possuem transições abruptas ou desvios num curto espaço de tempo. Uma das técnicas *Wavelet* passa por adaptar a FFT de modo a analisar pequenas secções do sinal de cada vez, pelo que esta técnica se denomina *Short-Time Fourier Transform* (STFT), ou técnica *Windowing*. Esta adaptação traça um sinal numa função bidimensional sobre o tempo e frequência fornecendo informação sobre ambos. Contudo, a informação apresenta precisão limitada, sendo esta determinada pelo tamanho da janela. A transformada de *Wavelet* surge com o objetivo de transpor as limitações da STFT. Esta técnica permite focar intervalos de tempo longos, para extração de informação relativa aos harmónicos de baixas frequências, e intervalos mais pequenos, com frequências de amostragem mais elevadas para extração da informação relativa aos harmónicos de alta frequência. O uso desta técnica, no diagnóstico de avarias, tem vindo a aumentar, visto que permite efetuar a análise dos sinais durante os transitórios de arranque ou com oscilações do binário de carga [12, 14]

Pelo facto de não necessitarem de um acesso ao motor, apenas aos cabos de alimentação, e pela fiabilidade demonstrada, a análise espectral da corrente de alimentação, o Vetor de *Park* e a análise espectral do módulo do vetor de *Park* (EPVA) assumem particular relevo, merecendo uma análise mais profunda, particularmente no que diz respeito ao diagnóstico de curto-circuitos entre espiras dos enrolamentos estatóricos [7, 15].

1.2.2.1 Análise Espectral da Corrente

A presença de avarias num motor de indução faz com que a corrente de alimentação apresente harmónicos de amplitude significativa, a frequências muito específicas, podendo

ser analisados no domínio da frequência (análise espectral), no domínio do tempo ou tempo-frequência¹ [7, 9].

Assim, a existência de curto-circuitos nos enrolamentos estatóricos é responsável pelo surgimento de harmônicos na corrente de alimentação à frequência de [9]:

$$F_{cc} = f_s \left[\frac{m}{p} (1 - s) \pm k \right] \quad (1.5)$$

onde, $m = 1, 2, 3, \dots$ e $k = 1, 3, 5, \dots$

1.2.2.2 Vetor de *Park* e EPVA

Este método, eficaz no diagnóstico de avarias em motores de indução trifásicos, baseia-se na análise das correntes obtidas pela transformação de *Park* das correntes de alimentação. Da transformada de *Park* obtêm-se duas grandezas ortogonais definidas por [7]:

$$\begin{cases} i_d = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} i_A - \frac{1}{\sqrt{6}} i_B - \frac{1}{\sqrt{6}} i_C \\ i_q = \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{\sqrt{2}} i_C \end{cases} \quad (1.6)$$

Em condições normais, a representação gráfica do Vetor de *Park*, análise da corrente do segundo o eixo q em função da corrente segundo o eixo d , corresponde a um círculo perfeito, com centro na origem.

Por outras palavras, considera-se que, em funcionamento normal, o módulo do Vetor de *Park* das correntes, definido por (1.7) é constante, apresentando apenas uma componente DC. Perante a presença de um desequilíbrio das correntes de alimentação, onde o padrão da elipse emerge, o módulo do Vetor de *Park* da corrente, para além da componente DC, apresenta uma componente AC. Portanto, verifica-se que o módulo apresenta uma amplitude oscilante ao longo do tempo [15, 17].

¹ Por existirem poucos trabalhos publicados sobre o diagnóstico de avarias em motores polifásicos, a frequência que se apresenta é relativa ao motor trifásico. Assim, é possível que algumas das frequências sejam pouco significativas em motores polifásicos.

$$|i_d + ji_q| = |i_\alpha + ji_\beta| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (1.7)$$

Neste seguimento de factos, introduz-se o EPVA, que expressa o resultado da análise, no domínio da frequência, do módulo do Vetor de *Park* das correntes estatóricas [15, 18].

Sempre que a representação gráfica do Vetor de *Park* apresentar uma forma elíptica, pode concluir-se a existência de uma assimetria no estator. Esta assimetria pode ser causada por um desequilíbrio das tensões de alimentação ou por uma avaria no estator [7].

A existência de curto-circuitos é responsável pelo aparecimento de harmónicos no módulo do Vetor de *Park* à frequência de [17, 19]:

$$f_{cc} = 2 \cdot f_s \quad (1.8)$$

Folha em branco

Capítulo 2

Modelo Analítico do Motor de Indução Hexafásico, com Enrolamento Simétrico

Num MIH com enrolamento simétrico, os enrolamentos das fases encontram-se uniformemente distribuídos ao longo do perímetro interno da máquina de tal forma que o espaçamento angular entre duas fases consecutivas, denominado de desfasamento, assume o valor de $\gamma = \pi/3$ rad elétricos, que corresponde a γ/P rad geométricos. Importa ainda referir que, para simplificação no modelo, se considera que [20, 21]:

- O entreferro é uniforme;
- A característica de magnetização do material ferromagnético é linear, logo a saturação magnética é desprezada e as indutâncias assumem-se constantes;
- Cada fase estatórica do motor apresenta um número diferente de espiras, no entanto assume-se um deslocamento espacial uniforme;
- Os efeitos da temperatura, frequência e vibrações são desprezados. Tanto as resistências como as indutâncias de fugas do estator e do rotor são consideradas constantes;
- As perdas por histerese, as correntes de Foucault e as capacidades parasitas são desprezadas;
- Os enrolamentos do estator estão de tal maneira distribuídos que a FMM criada assume-se, puramente, sinusoidal.

De acordo com as leis de Kirchhoff, o comportamento dinâmico de um MIH, com enrolamento simétrico, pode ser caracterizado por um sistema de equações, representando cada uma das equações o circuito elétrico de uma fase (referencial $abcdef$), como indicado em (2.1) e (2.2) [21-23].

$$[u_{ABCDEF(k)}] = [R_s] \cdot [i_{ABCDEF(k)}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABCDEF(k)}] \quad (2.1)$$

$$[u_{abcdef}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{abcdef}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abcdef}] \quad (2.2)$$

onde $[u_X]$, $[u_x]$, $[i_X]$, $[i_x]$, $[\Psi_X]$, $[\Psi_x]$, $[R_s]$ e $[R_r]$ correspondem, respetivamente, às tensões do estator e do rotor, às correntes do estator e do rotor, aos fluxos magnéticos do estator e do rotor e às resistências estatóricas e rotóricas, sendo expressos por:

$$[u_{ABCDEF}] = [u_A, u_B, u_C, u_D, u_E, u_F]^T \quad [u_{abcdef}] = [u_a, u_b, u_c, u_d, u_e, u_f]^T \quad (2.3)$$

$$[i_{ABCDEF}] = [i_A, i_B, i_C, i_D, i_E, i_F]^T \quad [i_{abcdef}] = [i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, i_f]^T \quad (2.4)$$

$$[\Psi_{ABCDEF}] = [\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D, \Psi_E, \Psi_F, \Psi_{A_{sc}}]^T \quad [\Psi_{abcdef}] = [\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c, \Psi_d, \Psi_e, \Psi_f]^T \quad (2.5)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

O fluxo magnético ligado por cada uma das fases, conforme (2.8) e (2.9), é função das correntes de fase do estator e do rotor e das indutâncias próprias e mútuas do estator e do rotor.

$$[\Psi_{ABCDEF}] = ([L_{ABCDEF}^\sigma] + [L_{ABCDEF}^s]) \cdot [i_{ABCDEF}] + [L_{SR}] \cdot [i_{abcdef}] \quad (2.8)$$

$$[\Psi_{abcdef}] = ([L_{abcdef}^\sigma] + [L_{abcdef}^r]) \cdot [i_{abcdef}] + [L_{RS}] \cdot [i_{ABCDEF}] \quad (2.9)$$

em que:

- $[L_{ABCDEF}^\sigma]$ – Matriz de indutâncias de fugas estatóricas (2.10);
- $[L_{abcdef}^\sigma]$ – Matriz de indutâncias de fugas rotóricas (2.11);
- $[L_{ABCDEF}^s]$ – Matriz de indutâncias próprias e mútuas do estator (2.12);

- $[L_{abcdef}^r]$ – Matriz de indutâncias próprias e mútuas do rotor (2.13);
- $[L_{SR}]$ – Matriz de indutâncias mútuas do estator geradas no rotor (2.14);
- $[L_{RS}]$ – Matriz de indutâncias mútuas do rotor geradas no estator (2.15).

$$[L_{ABCDEF}^\sigma] = \begin{bmatrix} L^{\sigma s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L^{\sigma s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L^{\sigma s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L^{\sigma s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L^{\sigma s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L^{\sigma s} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[L_{abcdef}^\sigma] = \begin{bmatrix} L^{\sigma r} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L^{\sigma r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L^{\sigma r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L^{\sigma r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L^{\sigma r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L^{\sigma r} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[L_{ABCDEF}^s] = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & M_{AD} & M_{AE} & M_{AF} \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} & M_{BD} & M_{BE} & M_{BF} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C & M_{CD} & M_{CE} & M_{CF} \\ M_{DA} & M_{DB} & M_{DC} & L_D & M_{DE} & M_{DF} \\ M_{EA} & M_{EB} & M_{EC} & M_{ED} & L_E & M_{EF} \\ M_{FA} & M_{FB} & M_{FC} & M_{FD} & M_{FE} & L_F \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[L_{abcdef}^r] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{ad} & M_{ae} & M_{af} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{bd} & M_{be} & M_{bf} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{cd} & M_{ce} & M_{cf} \\ M_{da} & M_{db} & M_{dc} & L_d & M_{de} & M_{df} \\ M_{ea} & M_{eb} & M_{ec} & M_{ed} & L_e & M_{ef} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & M_{fd} & M_{fe} & L_f \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$[L_{SR}] = \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ab} & M_{Ac} & M_{Ad} & M_{Ae} & M_{Af} \\ M_{Ba} & M_{Bb} & M_{Bc} & M_{Bd} & M_{Be} & M_{Bf} \\ M_{Ca} & M_{Cb} & M_{Cc} & M_{Cd} & M_{Ce} & M_{Cf} \\ M_{Da} & M_{Db} & M_{Dc} & M_{Dd} & M_{De} & M_{Df} \\ M_{Ea} & M_{Eb} & M_{Ec} & M_{Ed} & M_{Ee} & M_{Ef} \\ M_{Fa} & M_{Fb} & M_{Fc} & M_{Fd} & M_{Fe} & M_{Ff} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$[L_{RS}] = [L_{SR}]^T = \begin{bmatrix} M_{aA} & M_{aB} & M_{aC} & M_{aD} & M_{aE} & M_{aF} \\ M_{bA} & M_{bB} & M_{bC} & M_{bD} & M_{bE} & M_{bF} \\ M_{cA} & M_{cB} & M_{cC} & M_{cD} & M_{cE} & M_{cF} \\ M_{dA} & M_{dB} & M_{dC} & M_{dD} & M_{dE} & M_{dF} \\ M_{eA} & M_{eB} & M_{eC} & M_{eD} & M_{eE} & M_{eF} \\ M_{fA} & M_{fB} & M_{fC} & M_{fD} & M_{fE} & M_{fF} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Dado que o motor é um sistema que converte energia elétrica em energia mecânica, é necessário calcular o binário desenvolvido pela máquina e a velocidade de rotação do veio.

Considerando o modelo, num referencial $abcdef$, o binário desenvolvido pelo motor, T_{em} , é dado por [23, 24]:

$$T_{em} = P \cdot [i_{ABCDEF}]^T \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [L_{SR}] \right) \cdot [i_{abcdef}] \quad (2.16)$$

Uma vez conhecido o binário desenvolvido pelo motor, e considerando o momento de inércia do rotor, J , o binário resistente devido às perdas por atritos e ventilação do motor T_{av} , e do binário de carga T_{Load} , pode calcular-se a aceleração do veio:

$$\frac{\partial \omega_m}{\partial t} = \frac{1}{J} (T_{em} - T_{av} - T_{Load}) \quad (2.17)$$

onde ω_m , representa a velocidade angular do veio do motor.

Visto que o modelo analítico é baseado em parâmetros elétricos, é naturalmente importante salientar a diferenciação entre frequência angular de rotação do veio, tendo por base o ângulo elétrico, ω_e , e a frequência angular de rotação do veio, tendo por base o ângulo mecânico, ω_m , relacionadas por:

$$\omega_e = P \cdot \omega_m \quad (2.18)$$

Assim, a posição angular elétrica do rotor pode calcular-se de acordo com (2.19):

$$\theta = \int \omega_e dt \quad (2.19)$$

2.1 Relação entre as indutâncias do estator e do rotor e os parâmetros do circuito elétrico equivalente do motor de indução

A utilização do modelo apresentado requer o conhecimento de um conjunto de parâmetros de entre os quais se destacam as indutâncias próprias e mútuas das fases do motor. Dado que a aferição dos parâmetros do motor será executada com base nos ensaios económicos do motor, e que estes nos fornecem os parâmetros do circuito equivalente por

fase, é necessário determinar uma relação entre as indutâncias próprias e mútuas das fases do motor e os parâmetros do esquema equivalente por fase.

Pela mesma razão, e sem perda de precisão do modelo, optou-se por utilizar todos os parâmetros rotóricos referenciados ao estator, fazendo com que:

$$L_A = L_B = L_C = L_D = L_E = L_F = L_a = L_b = L_c = L_d = L_e = L_f \quad (2.20)$$

$$M_{XY} = M_{YX} \quad M_{xy} = M_{yx} \quad (2.21)$$

Considerando que o rotor do motor se encontra a rodar à velocidade síncrona, as equações que descrevem a corrente numa fase (no caso da equação (2.22), a fase A) em ambos os modelos, obtém-se:

$$L_m \frac{\partial i_A}{\partial t} = L_A \frac{\partial i_A}{\partial t} + M_{AB} \frac{\partial i_B}{\partial t} + M_{AC} \frac{\partial i_C}{\partial t} + M_{AD} \frac{\partial i_D}{\partial t} + M_{AE} \frac{\partial i_E}{\partial t} + M_{AF} \frac{\partial i_F}{\partial t} \quad (2.22)$$

De modo a podermos relacionar as indutâncias próprias e mútuas de/entre as fases importa determinar a relação entre as indutâncias mútuas e a indutância próprias de cada uma das fases do estator. Para tal, é necessário analisar os fluxos magnéticos, gerados pelas fases A, B, C, D, E e F, e ligados pela fase A. Assim, assumindo, para maior simplicidade, uma ranhura por pólo e por fase e um sistema de correntes conforme exposto em (1.1), a força magnetomotriz de cada fase apresentará uma distribuição sinusoidal, conforme (1.2). Nestas circunstâncias, quando as correntes das fases A e B apresentam o mesmo valor instantâneo, a densidade de fluxo magnético, gerado por cada uma das correntes, é como a que se apresenta na Figura 2.1, onde se pode observar a existência de dois pares de pólos.

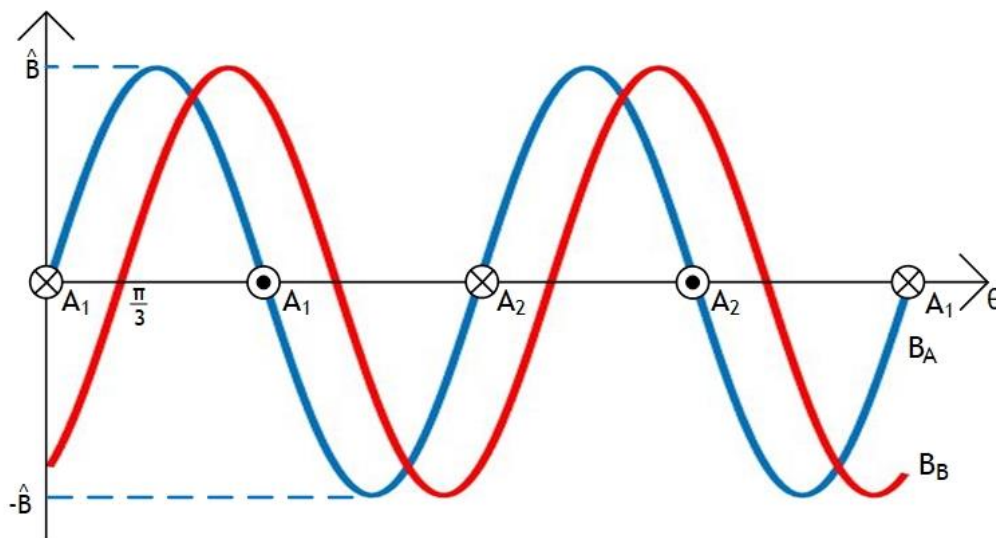


Figura 2.1: Distribuição do fluxo magnético gerado pela fase A.

Como é sabido, uma indutância resulta da razão entre o fluxo ligado pela fase e a corrente que lhe dá origem. Assim:

$$L_A = \frac{\Psi_A}{i_A} = \frac{N_A \cdot \Phi_A}{i_A} \quad (2.23)$$

onde Ψ_A é o fluxo ligado pela fase A, Φ_A o fluxo que passa entre os condutores de ida e os condutores de volta da fase A, N_A o número de espiras da fase A e i_A a corrente na fase A do estator.

Sabendo que o fluxo ligado por uma fase resulta da soma do fluxo ligado pelas bobinas A1 e A2, obtém-se:

$$\Psi_A = \Psi_{A_1} + \Psi_{A_2} \quad (2.24)$$

onde

$$\Psi_{A_1} = N_{A_1} \cdot l \cdot \int_0^\pi \hat{B} \sin(\theta) d\theta = 2\hat{B} \cdot N_{A_1} \cdot l \quad (2.25)$$

e

$$\Psi_{A_2} = N_{A_2} \cdot l \cdot \int_{2\pi}^{3\pi} \hat{B} \sin(\theta) d\theta = 2\hat{B} \cdot N_{A_2} \cdot l \quad (2.26)$$

sendo θ a posição angular, expressa em radianos elétricos.

Substituindo (2.25) e (2.26) em (2.24) obtém-se:

$$\Psi_A = 2\hat{B} \cdot N \cdot l \quad (2.27)$$

Considerando o fluxo gerado pela corrente na fase B e ligado pelas bobinas da fase A, tem-se:

$$\Psi_{AB_1} = N_{A_1} \cdot l \cdot \int_0^\pi \hat{B} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) d\theta = \hat{B} \cdot N_{A_1} \cdot l \quad (2.28)$$

e

$$\Psi_{AB_2} = N_{A_2} \cdot l \cdot \int_{2\pi}^{3\pi} \hat{B} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) d\theta = \hat{B} \cdot N_{A_2} \cdot l \quad (2.29)$$

Pelo que:

$$\Psi_{AB} = \Psi_{AB_1} + \Psi_{AB_2} = \hat{B} \cdot N \cdot l \quad (2.30)$$

De modo semelhante, é possível determinar a relação entre o valor máximo da densidade de fluxo gerado por uma outra fase e o fluxo ligado pela fase A. Assim:

$$\begin{cases} \Psi_{AC} = -\hat{B} \cdot N \cdot l \\ \Psi_{AD} = -2\hat{B} \cdot N \cdot l \\ \Psi_{AE} = -\hat{B} \cdot N \cdot l \\ \Psi_{AF} = \hat{B} \cdot N \cdot l \end{cases} \quad (2.31)$$

Uma vez conhecidos, de modo individual, os fluxos ligados pela fase A (2.27), e gerados em cada uma das seis fases, é possível estabelecer uma relação entre a indutância própria da fase e as indutâncias mútuas entre a fase A e as restantes fases. A título de exemplo apresenta-se de seguida a relação entre a indutância própria L_A e a indutância mútua M_{AB} .

$$\frac{M_{AB}}{L_A} = \frac{\Psi_{AB}}{\Psi_A} = \frac{\hat{B} \cdot N \cdot l}{2\hat{B} \cdot N \cdot l} = \frac{1}{2} \Rightarrow M_{AB} = \frac{1}{2}L_A \quad (2.32)$$

Considerando as restantes indutâncias mútuas, obtém-se:

$$\begin{cases} M_{AC} = -\frac{1}{2}L_A \\ M_{AD} = -L_A \\ M_{AE} = -\frac{1}{2}L_A \\ M_{AF} = \frac{1}{2}L_A \end{cases} \quad (2.33)$$

Substituindo (1.1) em (2.22), tem-se:

$$\begin{aligned} & L_m \omega I_M \cos(\omega t) \\ &= L_A \omega I_M \cos(\omega t) + M_{AB} \omega I_M \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \\ &+ M_{AC} \omega I_M \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + M_{AD} \omega I_M \cos(\omega t - \pi) \\ &+ M_{AE} \omega I_M \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + M_{AF} \omega I_M \cos\left(\omega t - \frac{5\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Pelo que:

$$L_m = L_A + \frac{1}{2}M_{AB} - \frac{1}{2}M_{AC} - M_{AD} - \frac{1}{2}M_{AE} + \frac{1}{2}M_{AF} \quad (2.35)$$

Combinando (2.32), (2.33) e (2.35), obtém-se a seguinte relação entre a indutância de magnetização, obtida através dos ensaios económicos para o circuito equivalente por fase do motor, e a indutância própria da fase A:

$$L_A = \frac{1}{3}L_m \quad (2.36)$$

Assim, as restantes indutâncias da fase A podem ser expressas, em função de L_m , da seguinte forma:

$$M_{AB} = \frac{1}{6}L_m, M_{AC} = -\frac{1}{6}L_m, M_{AD} = -\frac{1}{3}L_m, M_{AE} = -\frac{1}{6}L_m, M_{AF} = \frac{1}{6}L_m \quad (2.37)$$

Procedendo de modo análogo, foi possível calcular todos os elementos das matrizes (2.12), (2.13), (2.14) e (2.15), onde cada indutância é apresentada em função dos parâmetros do circuito equivalente por fase, nomeadamente, pela indutância de acoplamento magnético, como se verifica nas seguintes matrizes:

$$[L_{ABCDEF}^s] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m \\ \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m \\ -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m \\ -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m \\ \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$[L_{abcdef}^r] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m \\ \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m \\ -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m \\ -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m \\ \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Relativamente às indutâncias mútuas entre o estator e o rotor, estas dependem da posição relativa elétrica do rotor (θ) assumindo o seu valor máximo, M_{SR} , quando as fases homónimas de estator e do rotor se encontram alinhadas. Assim, assumindo que o motor possui bobinas de passo diametral e uma ranhura por pólo e por fase, tem-se para a fase A:

$$\begin{cases} M_{Aa} = M_{SR} \cdot \cos(\theta) \\ M_{Ab} = M_{SR} \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \\ M_{Ac} = M_{SR} \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{Ad} = M_{SR} \cdot \cos(\theta - \pi) \\ M_{Ae} = M_{SR} \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_{Af} = M_{SR} \cdot \cos(\theta - \frac{5\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.40)$$

onde:

$$M_{SR} = M_{RS} = L_A = \frac{1}{3}L_m \quad (2.41)$$

Assim:

$$[L_{SR}] = \frac{1}{3}L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{5\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) \\ \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{5\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$[L_{RS}] = \frac{1}{3} L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{5\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) \\ \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{5\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Capítulo 3

Modelo Analítico do MIH com Avarias no Estator

De entre os vários tipos de avarias passíveis de ocorrerem no estator do motor de indução, descritas no capítulo 1, tem especial relevância o estudo dos curto-circuitos entre espiras da mesma fase pelo seu carácter evolutivo e por ser, usualmente, o primeiro sintoma da degradação dos enrolamentos. Assim, a análise e o diagnóstico de curto-circuitos entre espiras do estator é de especial utilidade para a implementação de uma estratégia de manutenção condicionada, importante em aplicações de especial criticidade onde a aplicabilidade de máquinas multifásicas é maior. Para isso, reformulou-se o modelo analítico do MIH, apresentado no capítulo 2, considerando a presença de um curto-circuito entre espiras de uma fase.

3.1 Descrição analítica da avaria

Assumindo o motor como uma carga equilibrada, ou seja, todas as fases iguais, é indiferente aplicar a falha numa ou noutra fase, sendo os resultados semelhantes. Para isso, por uma simplificação de notação, durante o estudo, a falha será aplicada na fase A. No esquema de ligações das restantes fases nada muda. A Figura 3.1 mostra o esquema considerado de um curto-circuito entre espiras na fase A.

Considerando o esquema apresentado na Figura 3.1, pode considerar-se a fase A composta por dois enrolamentos, conectados em série, possuindo o primeiro $N_{A_{sc}}$ número de espiras, representando as espiras da fase A em curto-circuito, e o segundo com N_{A_h} número de espiras, referentes à parcela saudável do enrolamento da fase A. Assim, pode concluir-se que o número total de espiras da fase A, $N_A = N_{A_h} + N_{A_{sc}}$. Considere-se o rácio de espiras em curto-circuito como:

$$\mu = \frac{N_{A_{sc}}}{N_A} \quad (3.1)$$

O curto-circuito entre espiras pode ser analisado considerando a existência de uma resistência R_k , ligada em paralelo com as espiras em curto-circuito, de valor igual à resistência de contacto. Nos ensaios experimentais usar-se-á uma resistência de valor maior para limitar a corrente de curto-circuito, I_k , preservando assim a integridade da máquina.

$$i_k = i_A - i_{A_{SC}} \quad (3.2)$$

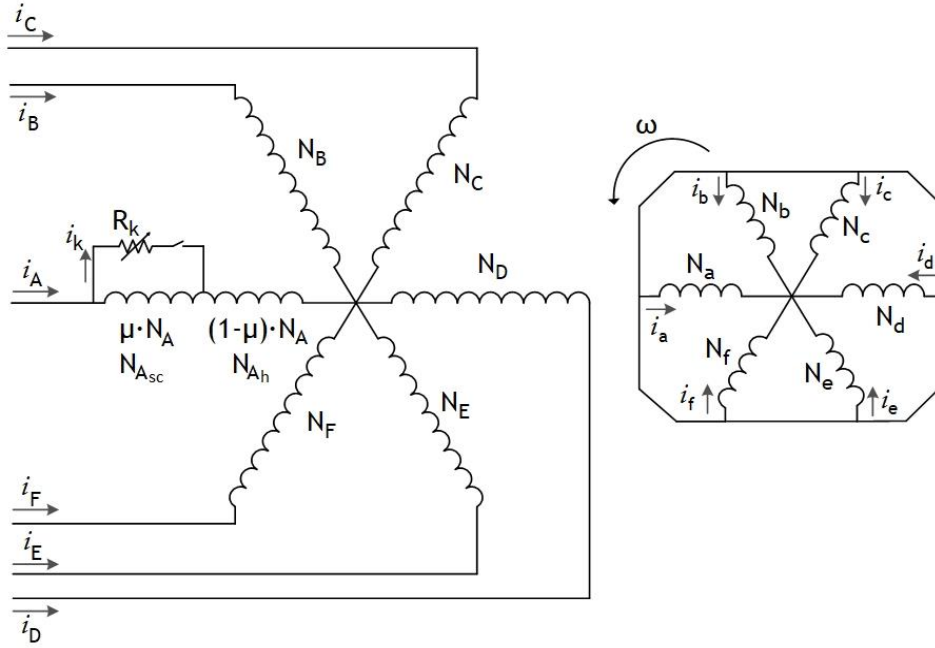


Figura 3.1: Diagrama do circuito do MIH com curto-circuito entre espiras na fase A.

Para a condição de funcionamento saudável os enrolamentos A_h e A_{SC} estão ligados em série sendo percorridos pela mesma corrente, i_A , considerando que o ramo onde se encontra R_k está em circuito aberto.

Conhecendo o valor das resistências e das indutâncias do motor sem avarias tem-se:

$$\begin{cases} R_s = R_{A_h} + R_{A_{SC}} \\ R_{A_h} = (1 - \mu) \cdot R_s \\ R_{A_{SC}} = \mu \cdot R_s \end{cases} \quad (3.3)$$

onde, R_{A_h} representa a resistência da parte saudável da fase A e $R_{A_{SC}}$ a resistência da parte em curto-circuito.

Considerando as indutâncias próprias da parte saudável da fase A e da parte à qual se impõe o curto-circuito na fase A, L_{A_h} e $L_{A_{SC}}$ respetivamente, e a indutância mútua entre a parte saudável e a parte curto-circuitada da fase A, $M_{A_h A_{SC}} = M_{A_{SC} A_h}$, tem-se:

$$L_A = L_{A_h} + L_{A_{SC}} + M_{A_h A_{SC}} + M_{A_{SC} A_h} \quad (3.4)$$

No caso de o motor possuir um par de pólos e uma ranhura por pólo e por fase, este apresenta uma bobina por fase. Neste caso, considere-se, \mathcal{R} , a relutância magnética do circuito magnético do fluxo gerado pela corrente da fase A tal que:

$$\mathcal{R} = \frac{N_A \cdot i_A}{\Phi_A} \quad (3.5)$$

tem-se

$$L_A = \frac{\Psi_A}{i_A} = \frac{N_A \cdot \Phi_A}{i_A} = \frac{N_A^2 \cdot i_A}{i_A \mathcal{R}} = \frac{N_A^2}{\mathcal{R}} \quad (3.6)$$

Assim

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{A_h} = \frac{N_{A_h}^2}{\mathcal{R}} = (1 - \mu)^2 L_A \\ L_{A_{sc}} = \frac{N_{A_{sc}}^2}{\mathcal{R}} = \mu^2 \cdot L_A \\ M_{A_h A_{sc}} = M_{A_{sc} A_h} = \frac{N_{A_h} N_{A_{sc}}}{\mathcal{R}} = \mu(1 - \mu) L_A \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Sempre que o motor apresenta dois ou mais pares de pólos, o cálculo das indutâncias próprias e mútuas da fase com a avaria carece de uma análise mais detalhada, que se apresenta na secção 3.3 para um motor com dois pares de pólos.

Considerando das relações obtidas em (3.1), (3.2) e (3.3), da aplicação das leis de *Kirchhoff* à análise da fase em avaria obtém-se o par de equações (3.8).

$$\left\{ \begin{array}{l} u_A = R_s i_A - \mu R_s i_k + \frac{\partial \Psi_A}{\partial t} \\ 0 = \mu R_s (i_A - i_k) - R_k i_k + \frac{\partial \Psi_{A_{sc}}}{\partial t} \end{array} \right. \quad (3.8)$$

onde,

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Psi_A}{\partial t} &= (L_A^\sigma + L_A) \frac{\partial i_A}{\partial t} - (\mu^2 L_A^\sigma + L_{A_{sc}} + M_{A_h A_{sc}}) \frac{\partial i_k}{\partial t} \\ &+ \sum_{x=B}^F \left(M_{Ax} \frac{\partial i_x}{\partial t} \right) + \sum_{x=a}^f \left(M_{Ax} \frac{\partial i_x}{\partial t} + i_x \frac{\partial M_{Ax}}{\partial t} \right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

e

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Psi_{A_{sc}}}{\partial t} = & (\mu^2 L_A^\sigma + L_{A_{sc}} + M_{A_h A_{sc}}) \frac{\partial i_A}{\partial t} - (\mu^2 L_A^\sigma + L_{A_{sc}}) \frac{\partial i_k}{\partial t} \\ & + \sum_{X=B}^F \left(M_{A_{sc} X} \frac{\partial i_X}{\partial t} \right) + \sum_{x=a}^f \left(M_{A_{sc} x} \frac{\partial i_x}{\partial t} + i_x \frac{\partial M_{A_{sc} x}}{\partial t} \right) \end{aligned} \quad (3.10)$$

onde $M_{A_{sc} X}$ é a indutância mútua entre as espiras em curto-circuito da fase A e a fase saudável X do estator e $M_{A_{sc} x}$ é a indutância mútua entre as espiras em curto-circuito da fase A e a fase x do rotor.

3.2 Representação matricial do modelo

Tendo por base o modelo apresentado para o motor em funcionamento sem avarias e modificando as equações de malha de cada uma das fases de modo a considerar as indutâncias mútuas entre as espiras em curto-circuito e as restantes fases do motor obtém-se:

$$[u_{ABCDEF(k)}] = [R_s] \cdot [i_{ABCDEF(k)}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABCDEF(k)}] \quad (3.11)$$

$$[u_{abcdef}] = 0 = [R_r] \cdot [i_{abcdef}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abcdef}] \quad (3.12)$$

onde:

$$[u_{ABCDEF(k)}] = [u_A, u_B, u_C, u_D, u_E, u_F, 0]^T \quad [u_{abcdef}] = [u_a, u_b, u_c, u_d, u_e, u_f]^T \quad (3.13)$$

$$[i_{ABCDEF(k)}] = [i_A, i_B, i_C, i_D, i_E, i_F, i_k]^T \quad [i_{abcdef}] = [i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, i_f]^T \quad (3.14)$$

$$[\Psi_{ABCDEF(k)}] = [\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_D, \Psi_E, \Psi_F, \Psi_{A_{sc}}]^T \quad [\Psi_{abcdef}] = [\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c, \Psi_d, \Psi_e, \Psi_f]^T \quad (3.15)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu \cdot R_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ \mu \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -(\mu \cdot R_s + R_k) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Os fluxos ligados podem ser expressos em função das indutâncias e das correntes. Assim:

$$[\Psi_{ABCDEF(k)}] = ([L_{ABCDEF(k)}^\sigma] + [L_{ABCDEF(k)}^s]) \cdot [i_{ABCDEF(k)}] + [L_{SR(k)}] \cdot [i_{abcdef}] \quad (3.18)$$

$$[\Psi_{abcdef}] = ([L_{abcdef}^\sigma] + [L_{abcdef}^r]) \cdot [i_{abcdef}] + [L_{RS(k)}] \cdot [i_{ABCDEF(k)}] \quad (3.19)$$

As matrizes das indutâncias de fugas, próprias e mútuas do estator e do rotor, considerando a presença de um curto-circuito na fase A, assumem a seguinte forma:

$$[L_{ABCDEF(k)}^\sigma] = \begin{bmatrix} L^{\sigma s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu^2 \cdot L^{\sigma s} \\ 0 & L^{\sigma s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L^{\sigma s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L^{\sigma s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L^{\sigma s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L^{\sigma s} & 0 \\ \mu^2 \cdot L^{\sigma s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\mu^2 \cdot L^{\sigma s} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$[L_{abcdef}^\sigma] = \begin{bmatrix} L^{\sigma r} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L^{\sigma r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L^{\sigma r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L^{\sigma r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L^{\sigma r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L^{\sigma r} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$[L_{ABCDEF(k)}^s] = \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} & M_{AD} & M_{AE} & M_{AF} & -(L_{A_{sc}} + M_{A_h A_{sc}}) \\ M_{BA} & L_B & M_{BC} & M_{BD} & M_{BE} & M_{BF} & -M_{B_{sc}} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_C & M_{CD} & M_{CE} & M_{CF} & -M_{C_{sc}} \\ M_{DA} & M_{DB} & M_{DC} & L_D & M_{DE} & M_{DF} & -M_{D_{sc}} \\ M_{EA} & M_{EB} & M_{EC} & M_{ED} & L_E & M_{EF} & -M_{E_{sc}} \\ M_{FA} & M_{FB} & M_{FC} & M_{FD} & M_{FE} & L_F & -M_{F_{sc}} \\ (L_{A_{sc}} + M_{A_h A_{sc}}) & M_{A_{sc}B} & M_{A_{sc}C} & M_{A_{sc}D} & M_{A_{sc}E} & M_{A_{sc}F} & -L_{A_{sc}} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$[L_{abcdef}^r] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} & M_{ad} & M_{ae} & M_{af} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} & M_{bd} & M_{be} & M_{bf} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c & M_{cd} & M_{ce} & M_{cf} \\ M_{da} & M_{db} & M_{dc} & L_d & M_{de} & M_{df} \\ M_{ea} & M_{eb} & M_{ec} & M_{ed} & L_e & M_{ef} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & M_{fd} & M_{fe} & L_f \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$[L_{SR(k)}] = \begin{bmatrix} M_{Aa} & M_{Ab} & M_{Ac} & M_{Ad} & M_{Ae} & M_{Af} \\ M_{Ba} & M_{Bb} & M_{Bc} & M_{Bd} & M_{Be} & M_{Bf} \\ M_{Ca} & M_{Cb} & M_{Cc} & M_{Cd} & M_{Ce} & M_{Cf} \\ M_{Da} & M_{Db} & M_{Dc} & M_{Dd} & M_{De} & M_{Df} \\ M_{Ea} & M_{Eb} & M_{Ec} & M_{Ed} & M_{Ee} & M_{Ef} \\ M_{Fa} & M_{Fb} & M_{Fc} & M_{Fd} & M_{Fe} & M_{Ff} \\ M_{A_{sc}a} & M_{A_{sc}b} & M_{A_{sc}c} & M_{A_{sc}d} & M_{A_{sc}e} & M_{A_{sc}f} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$[L_{RS(k)}] = \begin{bmatrix} M_{aA} & M_{aB} & M_{aC} & M_{aD} & M_{aE} & M_{aF} & -M_{aA_{sc}} \\ M_{bA} & M_{bB} & M_{bC} & M_{bD} & M_{bE} & M_{bF} & -M_{bA_{sc}} \\ M_{cA} & M_{cB} & M_{cC} & M_{cD} & M_{cE} & M_{cF} & -M_{cA_{sc}} \\ M_{dA} & M_{dB} & M_{dC} & M_{dD} & M_{dE} & M_{dF} & -M_{dA_{sc}} \\ M_{eA} & M_{eB} & M_{eC} & M_{eD} & M_{eE} & M_{eF} & -M_{eA_{sc}} \\ M_{fA} & M_{fB} & M_{fC} & M_{fD} & M_{fE} & M_{fF} & -M_{fA_{sc}} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

sendo que, $M_{XA_{sc}}$ corresponde à indutância mútua entre a fase X do estator e a parte em curto-circuito da fase A, igual, em valor a $M_{A_{sc}X}$.

A indutância mútua entre as espiras em curto-circuito da fase A e a fase rotórica x , $M_{A_{sc}x}$, e a indutância mútua entre a fase x do rotor e as espiras em curto-circuito da fase A, $M_{xA_{sc}}$, apresentam o mesmo valor, são função da posição elétrica do rotor, sendo o seu valor máximo igual a $M_{XA_{sc}}$.

O cálculo do binário desenvolvido pelo motor, T_{em} , sofre algumas alterações, comparativamente a (2.16) em virtude do acréscimo dos termos que representam a avaria de curto-circuito, passando a calcular-se da seguinte forma [24]:

$$T_{em} = P \cdot [i_{ABCDEF(k)}]^T \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [L_{SR(k)}] \right) \cdot [i_{abcdef}] \quad (3.26)$$

Os cálculos de aceleração do veio, da velocidade angular elétrica e da posição angular elétrica efetuam-se por intermédio de (2.17), (2.18) e (2.19), respetivamente.

3.3 Indutâncias da fase com curto-circuitos entre espiras

Sabendo que o MIH em estudo possui um enrolamento com dois pares de pólos, para o cálculo das indutâncias próprias e mútuas do enrolamento da fase com curto-circuito entre espiras é necessário analisar a distribuição da densidade de fluxo magnético gerado em cada bobina. O motor em estudo possui duas bobinas (A_1 e A_2) de passo diametral, uma ranhura por pólo e por fase; sendo que o fator de acoplamento entre as duas bobinas da mesma fase não tem valor unitário, conforme se depreende da Figura 3.2, onde se ilustra a distribuição da densidade de fluxo magnético gerado pelas bobinas da fase A, individualmente e em combinado.

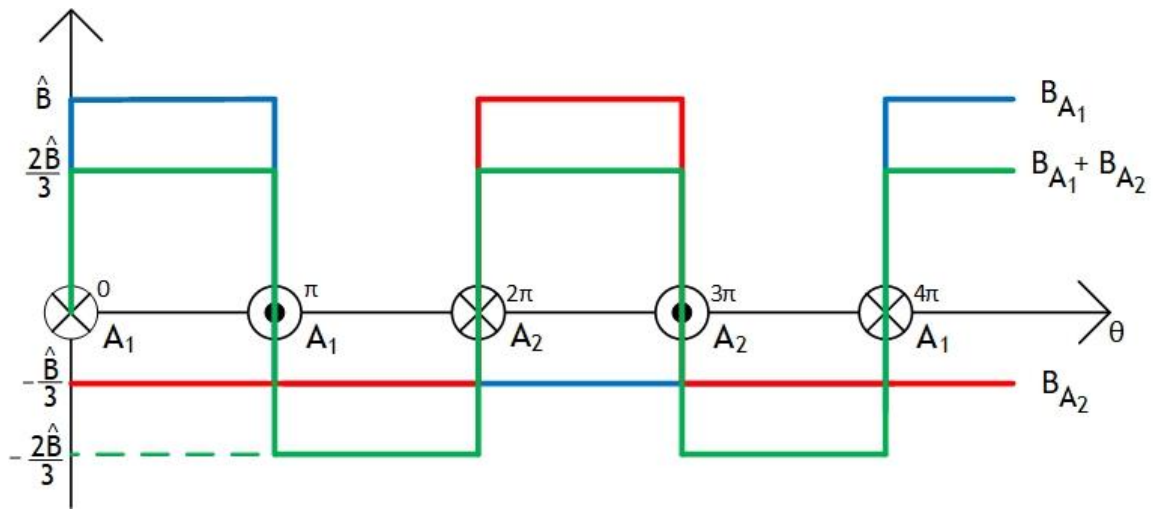


Figura 3.2: Distribuição do fluxo magnético gerado pelas bobinas ao longo do entreferro.

Assim, com base na análise da Figura 3.2, obtém-se:

$$L_A = \frac{\Psi_A}{i_a^s} = \frac{(N_{A_1} + N_{A_2}) \cdot \int_0^\pi \frac{2}{3} \cdot \hat{B} d\theta}{i_a^s} = \frac{(N_{A_1} + N_{A_2}) \cdot \frac{2}{3} \cdot \hat{B} \cdot l}{i_a^s} \quad (3.27)$$

$$L_{A_1} = \frac{\Psi_{A_1}}{i_a^s} = \frac{N_{A_1} \int_0^\pi \hat{B} d\theta}{i_a^s} = \frac{N_{A_1} \cdot \hat{B} \cdot l}{i_a^s} \quad (3.28)$$

$$L_{A_2} = \frac{\Psi_{A_2}}{i_a^s} = \frac{N_{A_2} \int_0^\pi \hat{B} d\theta}{i_a^s} = \frac{N_{A_2} \cdot \hat{B} \cdot l}{i_a^s} \quad (3.29)$$

Considerando $N_{A_1} = N_{A_2} = \frac{N_A}{2}$, a relação entre a indutância de uma das bobinas e a indutância total da fase A é dada por:

$$\frac{L_{A_1}}{L_A} = \frac{\Psi_{A_1}}{\Psi_A} = \frac{N_{A_1} \cdot \hat{B} \cdot l}{(N_{A_1} + N_{A_2}) \cdot \frac{2}{3} \cdot \hat{B} \cdot l} = \frac{\frac{1}{2} N_A}{\frac{2}{3} N_A} = \frac{3}{4} \quad (3.30)$$

Para o cálculo da relação entre as indutâncias mútuas das bobinas e a indutância da fase importa analisar os fluxos ligados por cada uma bobina e gerados na outra bobina da mesma fase A. Assim:

$$\Psi_{A_1 A_2} = N_{A_1} \int_0^\pi -\frac{1}{3} \hat{B} d\theta = -\frac{1}{3} \cdot N_{A_1} \cdot \hat{B} \cdot l \quad (3.31)$$

$$\Psi_{A_2 A_1} = N_{A_2} \int_{2\pi}^{3\pi} -\frac{1}{3} \hat{B} d\theta = -\frac{1}{3} \cdot N_{A_2} \cdot \hat{B} \cdot l \quad (3.32)$$

De seguida apresenta-se a relação entre a indutância mútua das bobinas da fase e a indutância própria da fase A.

$$\frac{M_{A_1 A_2}}{L_A} = \frac{\Psi_{A_1 A_2}}{\Psi_A} = \frac{-\frac{1}{3} \cdot N_{A_2} \cdot \hat{B} \cdot l}{(N_{A_1} + N_{A_2}) \cdot \frac{2}{3} \cdot \hat{B} \cdot l} = \frac{-\frac{1}{6} N_A}{\frac{2}{3} N_A} = -\frac{1}{4} \quad (3.33)$$

Para um curto-circuito entre espiras na bobina A_1 , considerando um fator de acoplamento unitário entre espiras em curto-circuito e as restantes espiras da bobina A_1 e tendo presente a análise efetuada para um enrolamento com um par de pólos, é possível determinar as relações entre a indutância da parte saudável $L_{A_1 h}$, a indutância das espiras em curto-circuito $L_{A_1 sc}$ da bobina A_1 e a indutância mútua entre ambas, $M_{A_1 h A_1 sc}$, e a indutância total da bobina A_1 , que se apresenta em (3.34), (3.35) e (3.36), respetivamente:

$$L_{A_1 h} = \left(\frac{N_{A_1 h}}{N_{A_1}} \right)^2 \cdot L_{A_1} = (1 - 2\mu)^2 \cdot L_{A_1} \quad (3.34)$$

$$L_{A_1 sc} = \left(\frac{N_{A_1 sc}}{N_{A_1}} \right)^2 \cdot L_{A_1} = (2\mu)^2 \cdot L_{A_1} \quad (3.35)$$

$$M_{A_1 h A_1 sc} = \frac{2\mu \cdot (1 - 2\mu) \cdot N_{A_1}^2}{N_{A_1}^2} \cdot L_{A_1} = 2\mu \cdot (1 - 2\mu) \cdot L_{A_1} \quad (3.36)$$

onde $N_{A_1 h} = (1 - 2\mu) \cdot N_{A_1}$ e $N_{A_1 sc} = 2\mu \cdot N_{A_1}$.

A indutância mútua da parte em curto-circuito com a bobina A_2 e a indutância mútua, $M_{A_1A_2}$, e a indutância mútua da parte saudável com a bobina A_2 e a indutância mútua, $M_{A_1A_2}$, obtém-se:

$$\frac{M_{A_1scA_2}}{M_{A_1A_2}} = \frac{\frac{N_{A_1sc} \cdot N_{A_2}}{\mathcal{R}}}{\frac{N_{A_1} \cdot N_{A_2}}{\mathcal{R}}} \Leftrightarrow M_{A_1scA_2} = \frac{N_{A_1sc} \cdot N_{A_2}}{N_{A_1} \cdot N_{A_2}} \cdot M_{A_1A_2} = 2\mu \cdot M_{A_1A_2} \quad (3.37)$$

$$\frac{M_{A_1hA_2}}{M_{A_1A_2}} = \frac{\frac{N_{A_1h} \cdot N_{A_2}}{\mathcal{R}}}{\frac{N_{A_1} \cdot N_{A_2}}{\mathcal{R}}} \Leftrightarrow M_{A_1hA_2} = \frac{N_{A_1h} \cdot N_{A_2}}{N_{A_1} \cdot N_{A_2}} \cdot M_{A_1A_2} = (1 - 2\mu) \cdot M_{A_1A_2} \quad (3.38)$$

Uma vez determinadas indutâncias próprias e mútuas de cada parcela do enrolamento da fase A é possível determinar as indutâncias necessárias ao modelo exposto. Assim, as indutâncias da fase A podem ser calculadas por (3.39), (3.40) e (3.41):

$$L_{A_{sc}} = L_{A_1sc} = (2\mu)^2 \cdot L_{A_1} = 3\mu^2 \cdot L_A = \mu^2 \cdot L_m \quad (3.39)$$

$$L_{A_h} = L_{A_1h} + L_{A_2} + 2 M_{A_1hA_2} = (1 - 2\mu + 3\mu^2) \cdot L_A = \frac{1}{3}(1 - 2\mu + 3\mu^2) \cdot L_m \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} M_{A_hA_{sc}} &= M_{A_1hA_1sc} + M_{A_1scA_2} = 2\mu \cdot (1 - 2\mu) \cdot L_{A_1} + 2\mu \cdot M_{A_1A_2} = (\mu - 3\mu^2) \cdot L_A \\ &= \frac{1}{3}(\mu - 3\mu^2) \cdot L_m \end{aligned} \quad (3.41)$$

No que diz respeito às indutâncias mútuas entre as bobinas da fase A do estator e as demais fases estatóricas, considera-se o fluxo gerado pela fase B e ligado pelas diferentes parcelas do enrolamento da fase. Considere-se, ainda, que o fluxo magnético gerado pela fase B apresenta uma distribuição sinusoidal, como se mostra na Figura 2.1. Em (3.42), apresenta-se o cálculo da relação entre M_{BA} e a $M_{BA_{sc}}$, com base no fluxo, gerado na fase B, ligado pelas espiras em curto-circuito na fase A:

$$\frac{M_{BA_{sc}}}{M_{BA}} = \frac{\Psi_{BA_{sc}}}{\Psi_{BA}} = \frac{N_{A_{sc}} \cdot \int_0^\pi \hat{B} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) d\theta}{N_A \cdot \int_0^\pi \hat{B} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) d\theta} = \frac{N_{A_{sc}}}{N_A} = \mu \Leftrightarrow M_{BA_{sc}} = \mu \cdot M_{BA} \quad (3.42)$$

Procedendo de modo análogo para as restantes fases, obtém-se:

$$M_{XA_{Sc}} = M_{A_{Sc}X} = \mu \cdot M_{XA} \quad (3.43)$$

Através de (3.39), (3.40), (3.41) e (3.43) é possível completar as matrizes das indutâncias do estator (3.22), assumindo, esta, a forma que se apresenta em (3.44):

$$[L_{ABCDEF(k)}^S] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{\mu}{3}L_m \\ \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{\mu}{6}L_m \\ -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & \frac{\mu}{6}L_m \\ -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{\mu}{3}L_m \\ -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{\mu}{6}L_m \\ \frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{6}L_m & -\frac{1}{3}L_m & -\frac{1}{6}L_m & \frac{1}{6}L_m & \frac{1}{3}L_m & -\frac{\mu}{6}L_m \\ \frac{\mu}{3}L_m & \frac{\mu}{6}L_m & -\frac{\mu}{6}L_m & -\frac{\mu}{3}L_m & -\frac{\mu}{6}L_m & \frac{\mu}{6}L_m & -\mu^2L_m \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

As indutâncias mútuas entre as duas partes da fase A do estator (A_h e A_{Sc}) e as fases do rotor, em situação de anomalia passam a depender, não só, da posição relativa elétrica do rotor como também da percentagem de espiras em curto-circuito. Assim, considerando, novamente, uma distribuição sinusoidal do fluxo magnético no entreferro, para o caso de $M_{A_{Sc}a}$, tem-se:

$$M_{A_{Sc}a} = \mu \cdot M_{Aa} = \mu \cdot M_{SR} \cdot \cos(\theta) \quad (3.45)$$

Generalizando às restantes fases:

$$M_{A_{Sc}x} = M_{xA_{Sc}} = \mu \cdot M_{Ax} \quad (3.46)$$

Por substituição, obtém-se as seguintes matrizes das indutâncias mútuas entre estator e rotor:

$$\begin{aligned}
& [L_{abcdef}^{sr}(k)] \\
& = \frac{1}{3} L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{5\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) \\ \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{5\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) \\ \mu \cdot \cos(\theta) & \mu \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \mu \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \mu \cdot \cos(\theta - \pi) & \mu \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \mu \cdot \cos(\theta - \frac{5\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.47)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& [L_{abcdef}^{rs}(k)] \\
& = \frac{1}{3} L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{5\pi}{3}) & -\mu \cdot \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\mu \cdot \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \pi) & -\mu \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\mu \cdot \cos(\theta - \pi) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & -\mu \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{5\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \pi) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & -\mu \cdot \cos(\theta - \frac{5\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.48)
\end{aligned}$$

3.4 Análise da tensão de ponto médio da estrela

Na presença de curto-circuito entre espiras, o sistema hexafásico deixa de ser uma carga de perfil equilibrado, tornando-se numa carga desequilibrada. Este desequilíbrio é proveniente do ramo acrescentado para induzir o curto-circuito, percorrido pela corrente de falha (i_k). Uma vez que a corrente i_k é responsável pelo desequilíbrio, esta relaciona-se com a variação da tensão de ponto médio da estrela. Por aplicação da lei de Kirchhoff das correntes no ponto médio da estrela obtém-se:

$$i_A + i_B + i_C + i_D + i_E + i_F = 0 \quad (3.49)$$

Considerando o curto-circuito na fase A, tem-se:

$$\begin{aligned}
u_a = V_a - V_0 = R_s i_A - \mu R_s i_k + L_A \frac{\partial i_A}{\partial t} + \sum_{X=B}^F \left(M_{AX} \frac{\partial i_X}{\partial t} \right) - (L_{A_{sc}} + M_{A_h A_{sc}}) \frac{\partial i_k}{\partial t} \\
+ \sum_{x=a}^f \left(M_{Ax} \frac{\partial i_x}{\partial t} + i_x \frac{\partial M_{Ax}}{\partial t} \right) \quad (3.50)
\end{aligned}$$

logo,

$$\begin{aligned}
i_A = \frac{1}{-R_s} (V_0 - V_A - \mu R_s i_k + L_A \frac{\partial i_A}{\partial t} + M_{AB} \frac{\partial i_B}{\partial t} + M_{AC} \frac{\partial i_C}{\partial t} + M_{AD} \frac{\partial i_D}{\partial t} + M_{AE} \frac{\partial i_E}{\partial t} \\
+ M_{AF} \frac{\partial i_F}{\partial t} - (L_{A_{sc}} + M_{A_{hA_{sc}}}) \frac{\partial i_k}{\partial t} + \sum_{x=a}^f \left(M_{Ax} \frac{\partial i_x}{\partial t} + i_x \frac{\partial M_{Ax}}{\partial t} \right)
\end{aligned} \tag{3.51}$$

onde V_A é o potencial da fase A da fonte de alimentação e V_0 o potencial do ponto médio da estrela.

Procedendo de modo análogo para a fase B:

$$\begin{aligned}
u_B = V_B - V_0 = R_s i_B + M_{BA} \frac{\partial i_A}{\partial t} + L_B \frac{\partial i_B}{\partial t} + M_{BC} \frac{\partial i_C}{\partial t} + M_{BD} \frac{\partial i_D}{\partial t} + M_{BE} \frac{\partial i_E}{\partial t} \\
+ M_{BF} \frac{\partial i_F}{\partial t} - (M_{B_{A_{sc}}}) \frac{\partial i_k}{\partial t} + \sum_{x=a}^f \left(M_{Bx} \frac{\partial i_x}{\partial t} + i_x \frac{\partial M_{Bx}}{\partial t} \right)
\end{aligned} \tag{3.52}$$

obtendo-se,

$$\begin{aligned}
i_B = \frac{1}{-R_s} (V_0 - V_B + M_{BA} \frac{\partial i_A}{\partial t} + L_B \frac{\partial i_B}{\partial t} + M_{BC} \frac{\partial i_C}{\partial t} + M_{BD} \frac{\partial i_D}{\partial t} + M_{BE} \frac{\partial i_E}{\partial t} + M_{BF} \frac{\partial i_F}{\partial t} \\
- (M_{B_{A_{sc}}}) \frac{\partial i_k}{\partial t} + \sum_{x=a}^f \left(M_{Bx} \frac{\partial i_x}{\partial t} + i_x \frac{\partial M_{Bx}}{\partial t} \right)
\end{aligned} \tag{3.53}$$

onde V_B é o potencial da fase B da fonte de alimentação.

Recorrendo a (3.49) e adicionando as restantes fases, obtém-se:

$$\begin{aligned}
& V_0 - V_A + V_0 - V_B + V_0 - V_C + V_0 - V_D + V_0 - V_E + V_0 - V_F - \mu R_s i_k \\
& + (L_A + M_{BA} + M_{CA} + M_{DA} + M_{EA} + M_{FA}) \frac{\partial i_A}{\partial t} \\
& + (M_{AB} + L_B + M_{CB} + M_{DB} + M_{EB} + M_{FB}) \frac{\partial i_B}{\partial t} \\
& + (M_{AC} + M_{BC} + L_C + M_{DC} + M_{EC} + M_{FC}) \frac{\partial i_C}{\partial t} \\
& + (M_{AD} + M_{BD} + M_{CD} + L_D + M_{ED} + M_{FD}) \frac{\partial i_D}{\partial t} \\
& + (M_{AE} + M_{BE} + M_{CE} + M_{DE} + L_E + M_{FE}) \frac{\partial i_E}{\partial t} \\
& + (M_{AF} + M_{BF} + M_{CF} + M_{DF} + M_{EF} + L_F) \frac{\partial i_F}{\partial t} \\
& + (-L_{A_{sc}} - M_{A_h A_{sc}} - M_{B A_{sc}} - M_{C A_{sc}} - M_{D A_{sc}} - M_{E A_{sc}} \\
& - M_{F A_{sc}}) \frac{\partial i_k}{\partial t} + (M_{Aa} + M_{Ba} + M_{Ca} + M_{Da} + M_{Ea} + M_{Fa}) \frac{\partial i_a}{\partial t} \\
& + (M_{Ab} + M_{Bb} + M_{Cb} + M_{Db} + M_{Eb} + M_{Fb}) \frac{\partial i_b}{\partial t} \\
& + (M_{Ac} + M_{Bc} + M_{Cc} + M_{Dc} + M_{Ec} + M_{Fc}) \frac{\partial i_c}{\partial t} \\
& + (M_{Ad} + M_{Bd} + M_{Cd} + M_{Dd} + M_{Ed} + M_{Fd}) \frac{\partial i_d}{\partial t} \\
& + (M_{Ae} + M_{Be} + M_{Ce} + M_{De} + M_{Ee} + M_{Fe}) \frac{\partial i_e}{\partial t} \\
& + (M_{Af} + M_{Bf} + M_{Cf} + M_{Df} + M_{Ef} + M_{Ff}) \frac{\partial i_f}{\partial t} \\
& + i_a \frac{\partial}{\partial t} (M_{Aa} + M_{Ba} + M_{Ca} + M_{Da} + M_{Ea} + M_{Fa}) \\
& + i_b \frac{\partial}{\partial t} (M_{Ab} + M_{Bb} + M_{Cb} + M_{Db} + M_{Eb} + M_{Fb}) \\
& + i_c \frac{\partial}{\partial t} (M_{Ac} + M_{Bc} + M_{Cc} + M_{Dc} + M_{Ec} + M_{Fc}) \\
& + i_d \frac{\partial}{\partial t} (M_{Ad} + M_{Bd} + M_{Cd} + M_{Dd} + M_{Ed} + M_{Fd}) \\
& + i_e \frac{\partial}{\partial t} (M_{Ae} + M_{Be} + M_{Ce} + M_{De} + M_{Ee} + M_{Fe}) \\
& + i_f \frac{\partial}{\partial t} (M_{Af} + M_{Bf} + M_{Cf} + M_{Df} + M_{Ef} + M_{Ff}) = 0
\end{aligned} \tag{3.54}$$

de onde resulta:

$$U_0 = \frac{U_a + U_b + U_c + U_d + U_e + U_f}{6} + \frac{\mu R_s i_k}{6} \tag{3.55}$$

Assim, conclui-se que a tensão do ponto médio da estrela é calculada como em (3.55).

Folha em branco

Capítulo 4

Parametrização do MIH

Na sequência do modelo analítico apresentado, importa determinar os parâmetros do motor, objeto de estudo em laboratório, que permitam a validação dos modelos apresentados. A obtenção destes parâmetros fez-se com recurso aos ensaios económicos (ensaio em vazio e ensaio de rotor bloqueado).

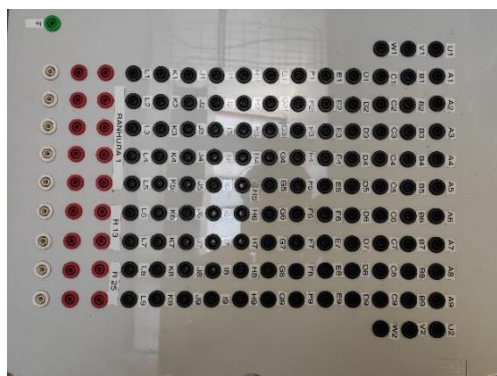
4.1 Características da MIH em estudo

A máquina elétrica sujeita ao estudo, que se apresenta na Figura 4.1-(b), tem por base um motor trifásico, com enrolamento *Dahlander* para duas velocidades, da marca WEG, modelo *W21 Multimounting IE1 (standart efficiency)*, com rotor em gaiola de esquilo. O estator foi rebobinado, sendo constituído por 12 enrolamentos de 3 bobinas, de modo a permitir as seguintes configurações:

- Enrolamento trifásico com 1 par de pólos;
- Enrolamento trifásico com 2 pares de pólos;
- Enrolamento hexafásico assimétrico com 1 par de pólos;
- Enrolamento hexafásico simétrico com 2 pares de pólos, com possíveis ligações em estrela única, dupla estrela, duplo triângulo e hexágono.

O motor dispõe de uma potência nominal de 6 Kw, para 1 par de pólos e de uma potência nominal de 1.5 Kw, para 2 pares de polos.

Para além disso, o motor possui ainda uma caixa de terminais na parte superior (Figura 4.1-(a)) de modo a ser possível o acesso direto às bobinas que constituem o enrolamento. Esta parte é essencial para permitir os ensaios experimentais de funcionamento com avaria de curto circuito entre espiras.



(b)



(a)

Figura 4.1: (a) – Caixa de terminais; (b) – Motor elétrico WEG.

Na Figura 4.2 apresentam-se dois exemplos de enrolamentos estatóricos, onde é possível observar a localização dos terminais de acessos aos pontos intermédios das bobinas do enrolamento, constituído por 69 espiras. A ligação série entre os enrolamentos A e C constituem um enrolamento estatórico da fase A.

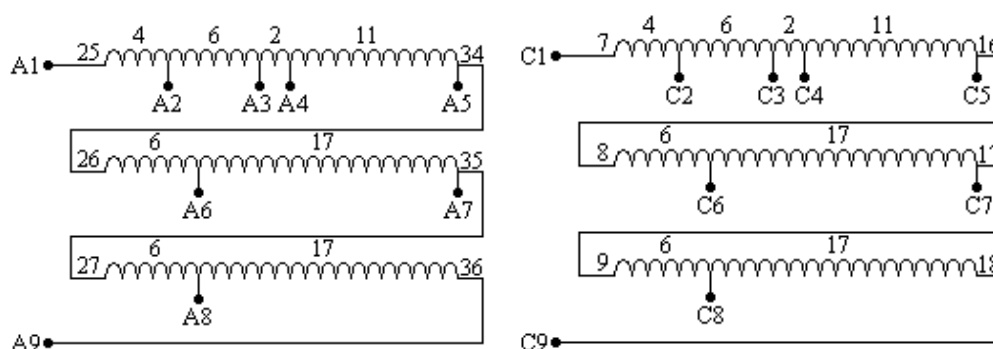


Figura 4.2: Enrolamento estatórico da bobina A do motor em estudo.

No trabalho que se apresenta o estator da máquina foi ligado de modo a possuir um enrolamento hexafásico simétrico, com dois pares de pólos, ligado em estrela única, possuindo o esquema de enrolamento que se apresenta no anexo A.

4.2 Determinação dos parâmetros do esquema elétrico equivalente por fase do motor de indução

A determinação dos parâmetros R_s , R_r , $L^{\sigma s}$, $L^{\sigma r}$ e L_m do esquema elétrico equivalente, por fase, ilustrado na Figura 4.4, e recomendado pelo IEEE, é efetuada com recurso aos ensaios económicos do motor (ensaio em vazio e ensaio de rotor bloqueado).

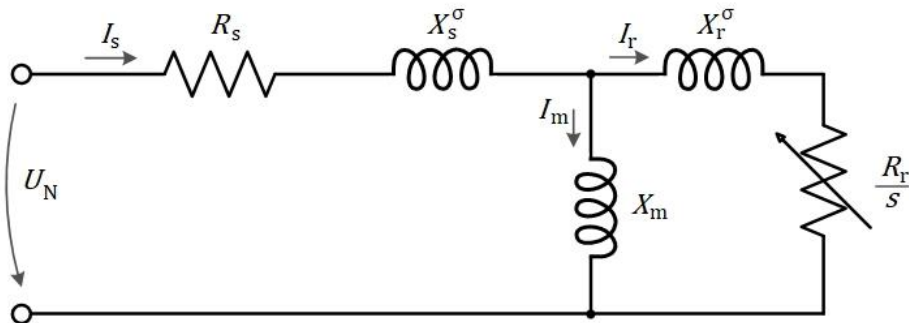


Figura 4.3: Esquema elétrico equivalente por fase de um motor de indução.

Na Figura 4.3, R_s representa a resistência estatórica, R_r a resistência rotórica, X_s^{σ} a reatância de fugas do estator, X_r^{σ} a reatância de fugas do rotor e X_m a reatância de magnetização ou de acoplamento magnético.

Para tal, o motor foi alimentado por meio de um autotransformador trifásico de acordo com o esquema apresentado na Figura 4.4, tendo-se efetuado as leituras dos valores de tensão corrente e potencia-se por meio de um analisador de potência de precisão YOKOGAWA, modelo WT1800.

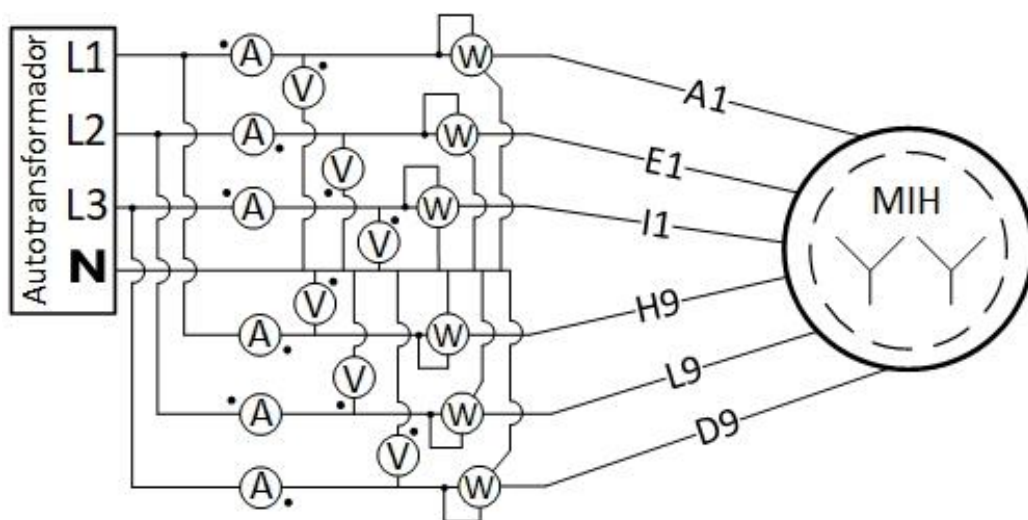


Figura 4.4: Esquema de ligações do sistema alimentação + instrumentação + motor.

4.2.1 Medição da resistência elétrica do estator

A medição do valor da resistência elétrica das fases do estator pode ser efetuada com recurso a dois métodos: o método de medição direta, utilizando um ohmímetro, ou alimentado o enrolamento em DC e registando os valores de corrente e tensão.

Pelo primeiro método, mede-se, com o ohmímetro, a resistência do circuito aos terminais da fase. Este processo repete-se para todas as fases do estator.

No segundo método, aplica-se uma tensão DC (U_{DC}) aos terminais de uma determinada fase. A tensão DC deve ser regulada até que o valor da corrente (I_{DC}) seja próximo da corrente nominal do motor. Assim, de acordo com a lei de Ohm, pode calcular-se o valor da resistência estatórica da seguinte forma:

$$R_s = \frac{U_{DC}}{I_{DC}} \quad (4.1)$$

Em qualquer dos casos, a aferição do valor da resistência do estator deve ser efetuada quando a temperatura deste se encontra estabilizada num valor relativamente próximo da temperatura de funcionamento do motor.

Pelo método de medição direta e, com o motor nas condições térmicas requeridas, obtiveram-se valores que se apresenta na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Resultados das medições das resistências elétricas do estator.

Fases	A1-C9	E1-G9	I1-K9	H9-F1	L9-J1	D9-B1
Valor (Ω)	1.77	1.90	1.95	1.80	1.91	1.87

Para utilização no modelo apresentado considerou-se a média aritmética das seis medições, pelo que:

$$R_s = 1.87 \Omega \quad (4.2)$$

4.2.2 Ensaio em vazio

No ensaio em vazio do motor de indução é possível extrair informação relativa à corrente de excitação e às perdas por atrito e ventilação. O teste é efetuado alimentando-se o motor com um sistema de tensões equilibrado e de frequência nominal (50 Hz) [25].

Alimentado o motor à tensão nominal, registam-se os valores de tensão de fase-neutro U_N , corrente de linha I_l e potência total de entrada P_{in} . Da média aritmética entre os valores medidos das seis fases resultaram os valores que se apresentam na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Valores de Tensão, Corrente e Potência, por fase, para o ensaio em vazio.

U_N [V]	I_l [A]	P_{in} [W]
198.3	3.13	48.5

Em virtude de o deslizamento neste ensaio ser aproximadamente nulo, a resistência elétrica do rotor tende a apresentar valores elevados, o que torna a impedância da malha do circuito rotórico elevada, podendo assumir-se que o circuito rotórico se encontra em aberto, pelo que se considera que o circuito equivalente por fase assume a configuração visível na Figura 4.5.

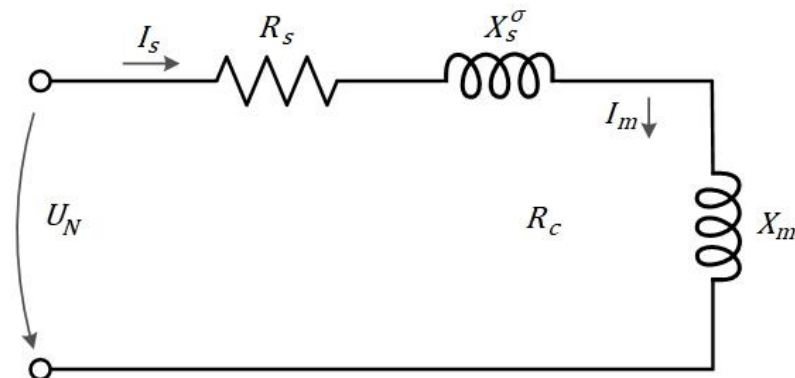


Figura 4.5: Esquema equivalente simplificado do circuito elétrico por fase, quando o motor opera em vazio.

Desta forma, a corrente I_r que flui para o circuito rotórico é aproximadamente zero, isto é, a corrente proveniente do estator I_s é direccionada inteiramente para o ramo de magnetização. Assim, a reactância equivalente X_{nl} , medida aos terminais do estator, sem carga, é aproximadamente igual a [25]:

$$X_{nl} \cong X_s^\sigma + X_m \quad (4.3)$$

Considerando a potência reativa, absorvida no ensaio em vazio, sem carga, e a corrente de linha, pode calcular-se a reactância X_{nl} .

$$X_{nl} = \frac{Q}{I_l^2} \quad (4.4)$$

onde

$$Q = \sqrt{(U_N * I_l)^2 - P_{in}^2} \quad (4.5)$$

Substituindo as variáveis pelos respectivos valores conclui-se que a reatância equivalente apresenta o valor de:

$$X_{nl} = 63.12\Omega \quad (4.6)$$

4.2.3 Ensaio com rotor bloqueado (curto-circuito)

Do ensaio do motor com rotor bloqueado é possível obter informação relativa às reatâncias de fugas do estator e do rotor. O facto de o rotor estar bloqueado, impedido de rodar, induz um deslizamento de valor unitário. Nestas circunstâncias, sendo a tensão muito reduzida, pode-se considerar que a corrente I_m é aproximadamente nula assumindo-se que o circuito equivalente por fase apresenta a forma que se expõe na Figura 4.6.

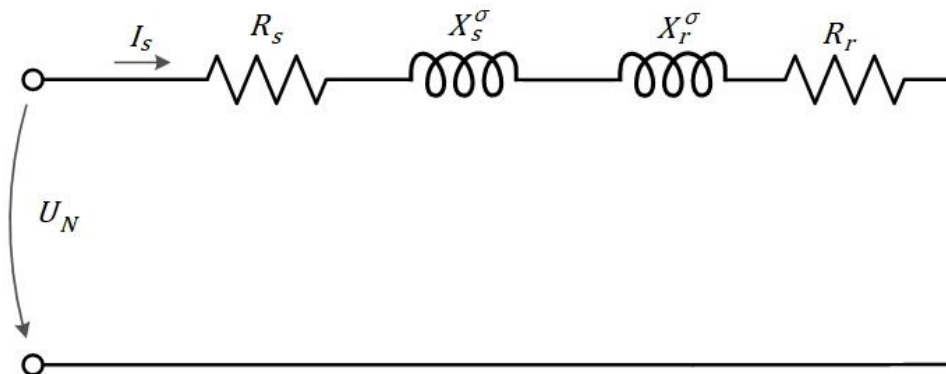


Figura 4.6: Esquema equivalente simplificado do circuito elétrico por fase, quando o rotor se encontra bloqueado.

O teste realiza-se a uma tensão de valor reduzido, que se denomina, neste caso, de tensão de curto-circuito U_{CC} . Para tal, a tensão de alimentação é incrementada, de forma gradual, por intermédio do auto-transformador, até ser atingida a corrente nominal I_N do motor. Atingida a corrente nominal, fez-se a leitura das tensões entre fase-neutro, das correntes de linha e das potências. Da média aritmética entre os seis valores das grandezas obtiveram-se os valores presentes na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Valores de Tensão, Corrente e Potência, por fase, do ensaio com rotor bloqueado.

U_{CC} [V]	I_N [A]	P_{in} [W]
37.14	3.6	57.36

Com base nos valores da Tabela 4.3, o cálculo da reatância equivalente, do ensaio com rotor bloqueado, é, então, dado por [26]:

$$X_{rb} = \left(\frac{Q}{I_N^2} \right) \quad (4.7)$$

onde:

$$Q = \sqrt{(U_{CC} * I_N)^2 - P_{in}^2} \quad (4.8)$$

A resistência elétrica equivalente, do ensaio em CC, é dada por:

$$R_{rb} = \frac{P_{in}}{I_N^2} \quad (4.9)$$

Sob a condição de rotor bloqueado, ou seja, com valor de deslizamento unitário, pode-se considerar o seguinte:

$$X_{rb} = X_s^\sigma + X_r^\sigma \quad (4.10)$$

Tratando-se de um motor de classe A, pois o rotor é de barras profundas, pode-se afirmar que [25]:

$$X_r^\sigma = X_s^\sigma \quad (4.11)$$

Assim, facilmente se chega à solução da reatância de fugas do rotor e do estator, que apresentam o seguinte valor:

$$X_r^\sigma = X_s^\sigma = 4.658\Omega \quad (4.12)$$

Conhecida a reactância de fugas do estator, é possível calcular a reatância de magnetização através de (4.3), obtendo-se:

$$X_m = X_{nl} - X_s^\sigma = 58.46 \Omega \quad (4.13)$$

Relativamente à resistência rotórica tem-se que [26]:

$$R_r = R_{rb} - R_s = 2.56 \Omega \quad (4.14)$$

Para o cálculo dos valores das indutâncias, considere-se a frequência de alimentação nominal (50 Hz) e os valores das reactâncias, obtendo-se os valores das indutâncias de fugas do estator, de fugas do rotor, e do acoplamento magnético, como se verifica em (4.16), (4.17) e (4.18), respetivamente:

$$L^{\sigma s} = \frac{X_s^\sigma}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = 0.0148 H \quad (4.16)$$

$$L^{\sigma r} = \frac{X_r^\sigma}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = 0.0148 H \quad (4.17)$$

$$L_m = \frac{X_m}{2 \cdot \pi \cdot f_s} = 0.1861 H \quad (4.18)$$

4.3 Parâmetros mecânicos

Para além dos parâmetros elétricos, calculados anteriormente, é, ainda necessário determinar parâmetros do domínio mecânico.

4.3.1 Momento de Inércia

O momento de inércia J , depende das características do rotor, particularmente, da sua massa e do seu raio. O rotor apresenta um formato cilíndrico, de material ferromagnético (maciço), podendo ser calculado pela expressão exposta em (4.19) [27]:

$$J = \frac{1}{2} * m * r^2 \quad (4.19)$$

Por conseguinte, tendo o rotor uma massa de 12.68 kg e um raio de 0.0619 m, conclui-se que o momento de inercia do rotor tem o valor de:

$$J = 0.0243 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (4.20)$$

4.3.2 Binário de perdas por atrito e ventilação

O binário de perdas por atrito e ventilação (T_{av}) é outro dos parâmetros requeridos pelo modelo. Este pode ser determinado com base nos valores de tensão e potência registados para o funcionamento em vazio, considerando diferentes valores de tensão de alimentação.

É assumido que a potência absorvida em vazio se deve às perdas no ferro e às perdas por atrito e ventilação. Dado que as perdas no ferro são diretamente proporcionais ao quadrado da tensão, e que, independentemente da tensão de alimentação, a velocidade é aproximadamente constante, podem, como se apresenta na Figura 4.7, determinar-se por regressão linear as perdas por atrito e ventilação.

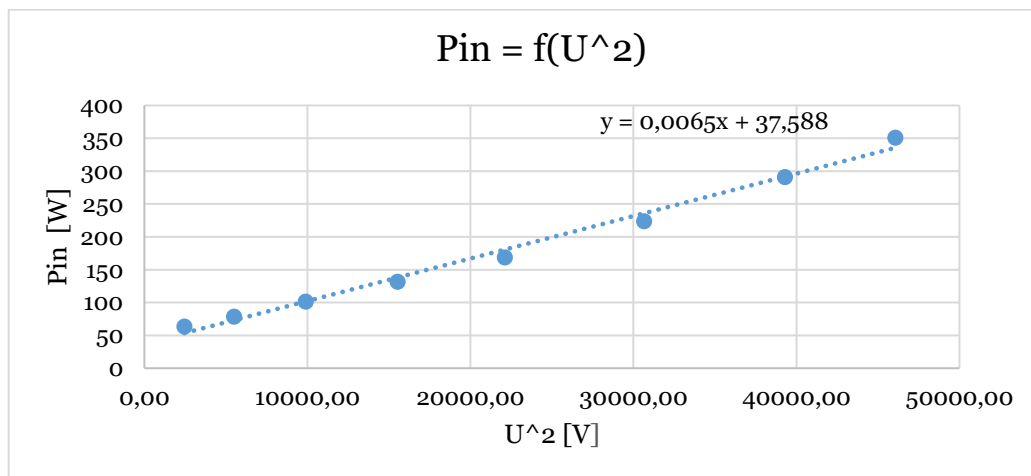


Figura 4.7: Gráfico de potência em função do quadrado da tensão.

Da regressão linear obteve-se a seguinte expressão:

$$P_{in} = 0.0065 \cdot U_{in} + 37.588 \quad (4.21)$$

Para $U_{in} = 0$, obtém-se o valor das perdas por atrito e ventilação. Assim, o binário resistente, devido às perdas por atrito e ventilação, T_{av} , apresenta o valor dado por:

$$T_{av} = \frac{37.588 \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot 1500} = 0.239 \text{ Nm} \quad (4.22)$$

Folha em branco

Capítulo 5

Validação Experimental dos Modelos Analíticos do MIH

A validação dos modelos analíticos propostos efetua-se por comparação entre os resultados obtidos na simulação dos modelos computacionais, criados com base nas análises apresentadas nos capítulos 2 e 3, com os resultados obtidos experimentalmente.

Na Figura 5.1 apresenta-se o diagrama de blocos do modelo computacional elaborado em ambiente *Matlab/Simulink*.

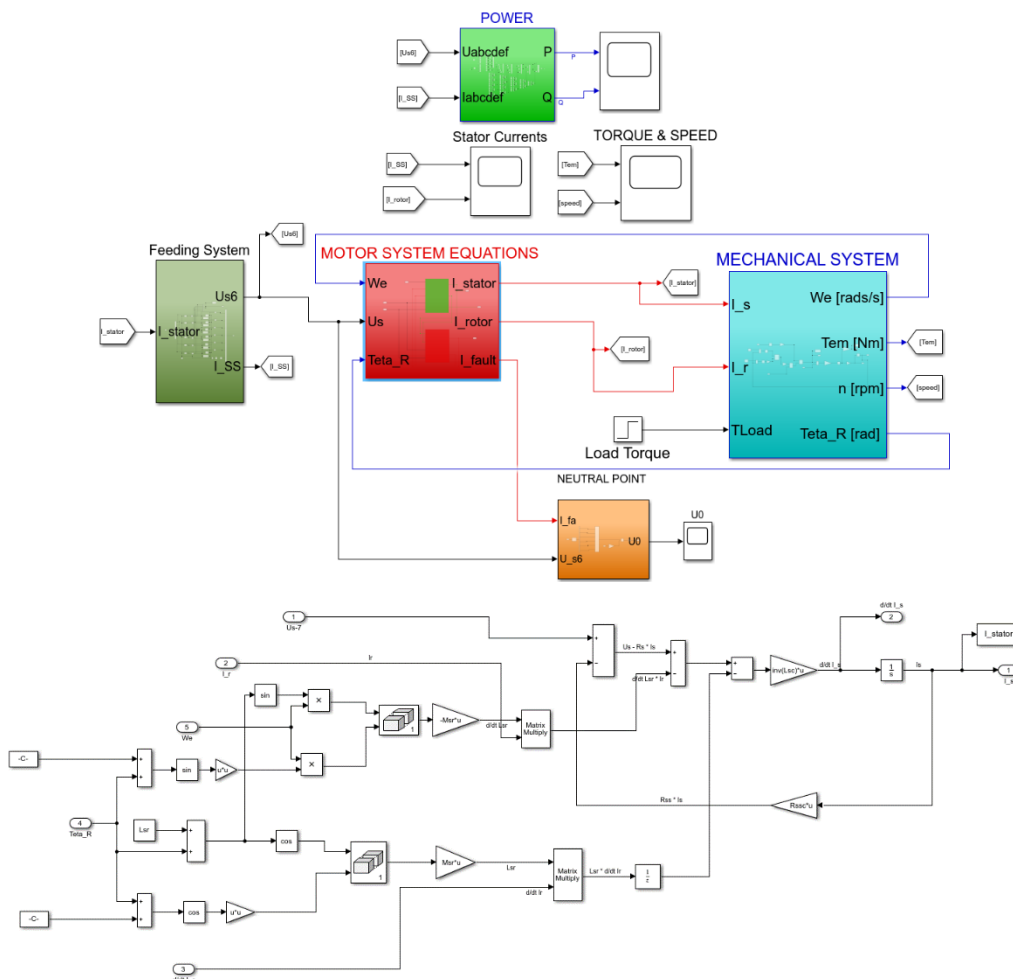


Figura 5.1: Modelo computacional implementado em *Matlab* e exemplo de uma equação característica do modelo implementado.

Para os ensaios laboratoriais o motor foi acoplado a uma máquina trifásica síncrona de imanes permanentes, visível à esquerda na Figura 5.2., de 2,2 Kw de potência, de marca YASKAWA e modelo VARISPEED-686SS. A alimentação desta máquina é efetuada por intermédio de um conversor eletrónico de potência de marca YASKAWA, modelo A1000, parametrizado para operar em modo de controlo de binário. A capacidade de dissipação de energia por parte deste equipamento limita o binário de carga máximo ao valor de 4,5 Nm. Para a leitura e aquisição de dados, relativos às grandezas elétricas nas linhas de alimentação e às grandezas mecânicas no veio do MIH, utilizou-se um analisador de potência de precisão YOKOGAWA, modelo WT1800, configurado com uma frequência de amostragem de 16020 Hz. A alimentação do motor foi efetuada por intermédio de um autotransformador, conforme o esquema apresentado na Figura 4.5, à tensão de 120 V e frequência de 50 Hz. Para a replicação da avaria de curto-circuito, foram utilizados uma resistência variável e um interruptor.

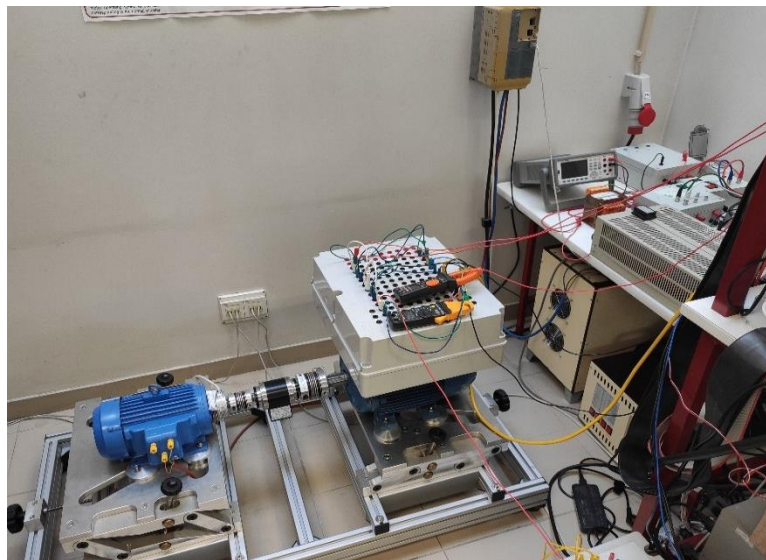


Figura 5.2: Montagem do equipamento utilizado para a realização dos ensaios experimentais.

5.1 Operação saudável

Comparando os resultados obtidos por simulação computacional e com os resultados experimentais que se apresentam nas Figuras 5.3 - 5.6, pode avaliar-se a validade do modelo.

Da análise das Figuras 5.3 e 5.4 pode concluir-se a validade do modelo analítico proposto, para os diferentes binários de carga. Os desvios existentes devem-se a

desequilíbrios do motor real, desprezados em simulação, e às simplificações assumidas na determinação dos parâmetros motor.

As formas de onda apresentadas nas Figuras 5.5 e 5.6, corroboram as conclusões anteriores, demonstrando a validade do modelo proposto.

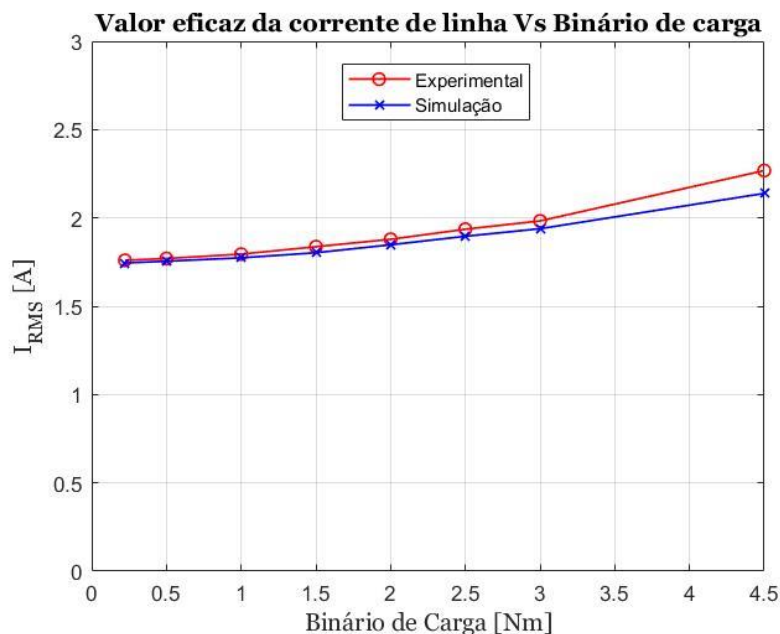


Figura 5.3: Comparação entre a corrente de linha do ensaio experimental e da simulação computacional.

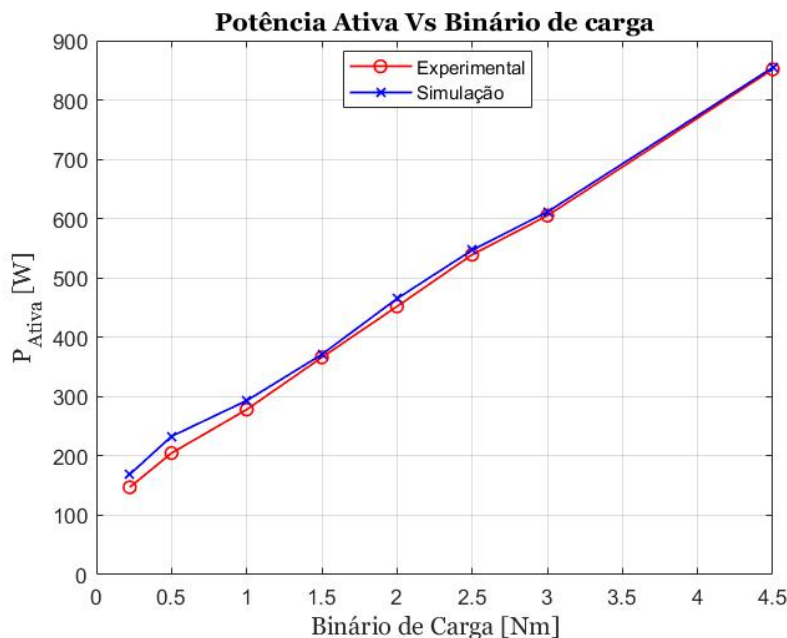


Figura 5.4: Comparação entre a corrente de linha do ensaio experimental e da simulação computacional.

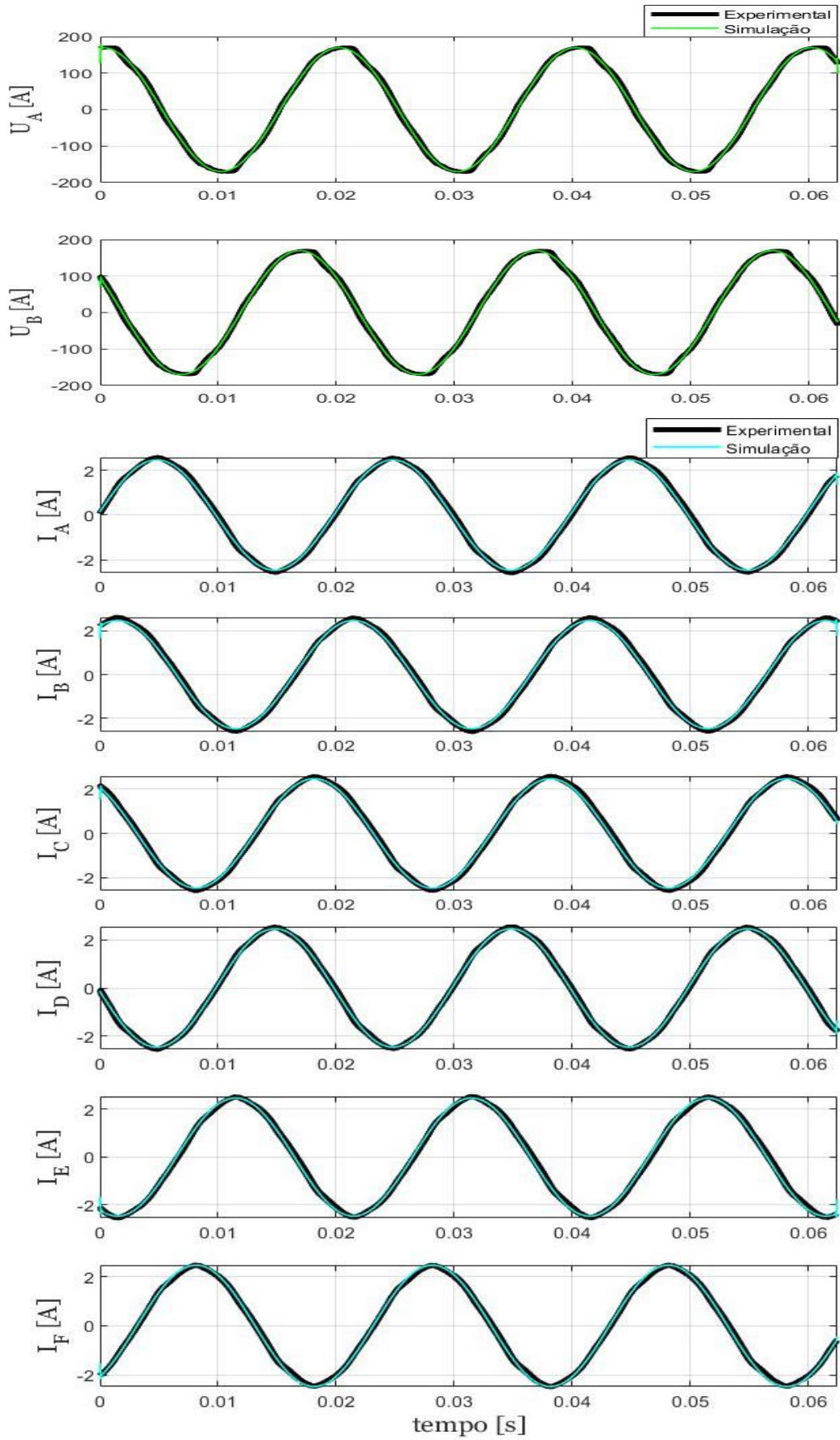


Figura 5.5: Formas de onda da tensão, da corrente estatórica e da corrente de falha, para a condição de vazio.

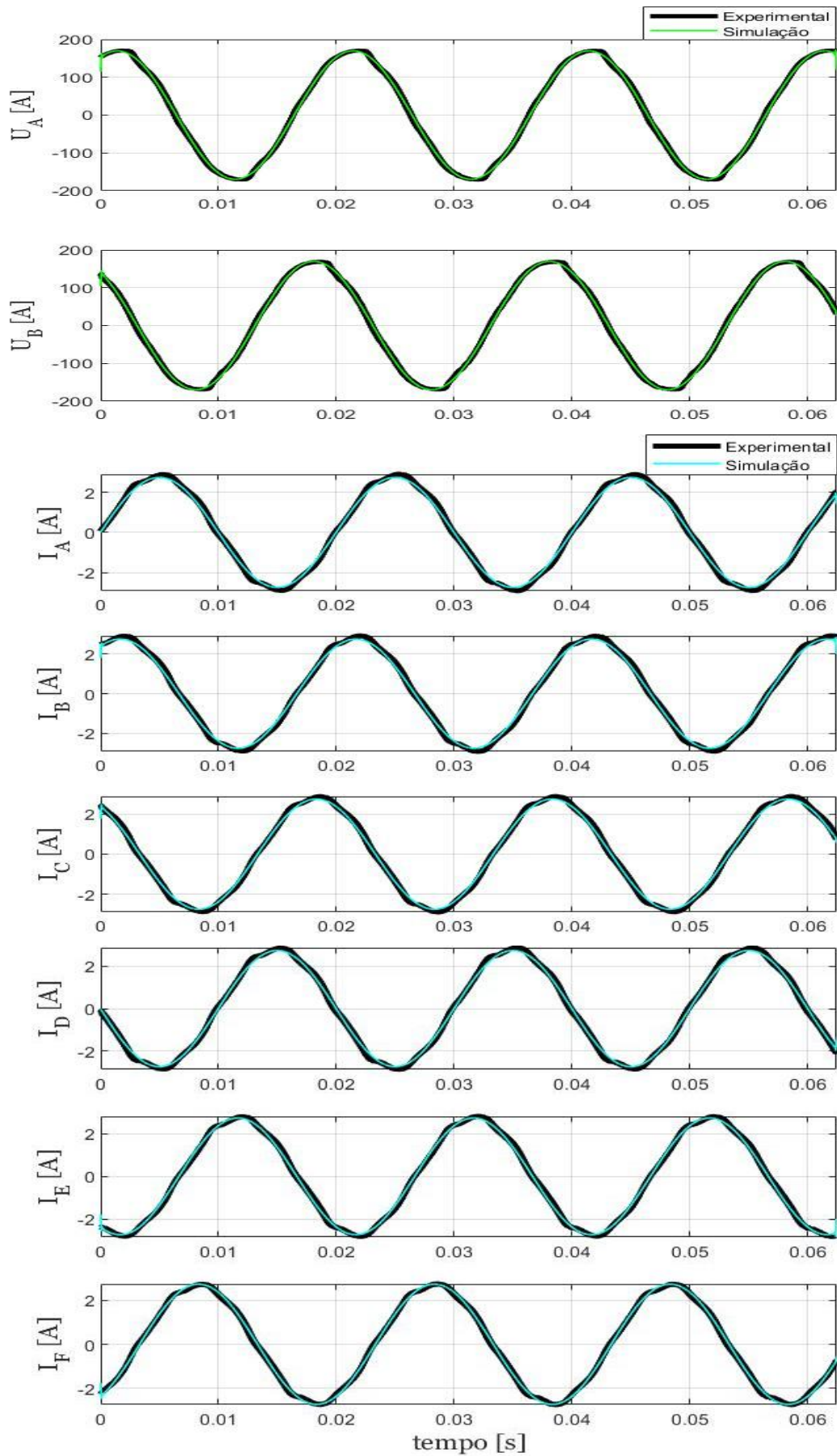


Figura 5.6: Formas de onda da tensão, da corrente estatórica e da corrente de falha, para o caso de $3Nm$ de carga.

5.2 Operação com avaria

Para validação do modelo do motor com curto-circuitos entre espiras na fase efetuaram-se ensaios experimentais na condição de vazio e com carga de 4,5 Nm. Sob estas duas condições aplicaram-se vários tipos de curto-circuito na fase A (A1-C9), considerando diferentes números de espiras e diferentes valores de resistência de falha (R_k). Nas Figuras 5.7 e 5.8 apresenta-se a comparação entre as formas de onda do motor real e da simulação computacional, onde se constata que existe uma boa aproximação de resultados. O ligeiro desfasamento, entre a forma de onda do ensaio experimental e a forma de onda obtida por simulação, que se observa na corrente de falha da Figura 5.7, é expectável, pois deve-se ao facto de o modelo considerar uma ranhura por pólo e por fase, ficando o centro da bobina em curto-circuito coincidente com o centro do pólo da fase, e o motor apresentar 3 ranhuras por pólo e por fase e o centro da bobina, onde se efetuou o curto-circuito, não ser coincidente com o centro do pólo da fase.

Nas Figuras 5.9 e 5.10 e 5.11, expõem-se a análise evolutiva da corrente de falha à medida que o número de espiras aumenta. Destaca-se, principalmente, a Figura 5.10, pelo facto de os valores experimentais e simulados estarem sobrepostos. Na Figura 5.11 existe uma pequena diferença de valores, no entanto, o mesmo não se pode afirmar em relação à Figura 5.10, onde se nota uma disparidade de valores mais acentuada. Essa diferença, justifica-se pelas tolerâncias no ajuste da resistência de falha, nos ensaios experimentais, que é tanto mais significativa quanto menor for o valor de R_k pretendido.

As duas últimas Figuras, 5.12 e 5.13, comparam a evolução da corrente de falha em relação às resistências de falha. Igualmente se constata uma boa aproximação de valores, com exceção do caso de 10 espiras em curto-circuito com uma resistência de falha de 2 Ω , pelas razões já invocadas.

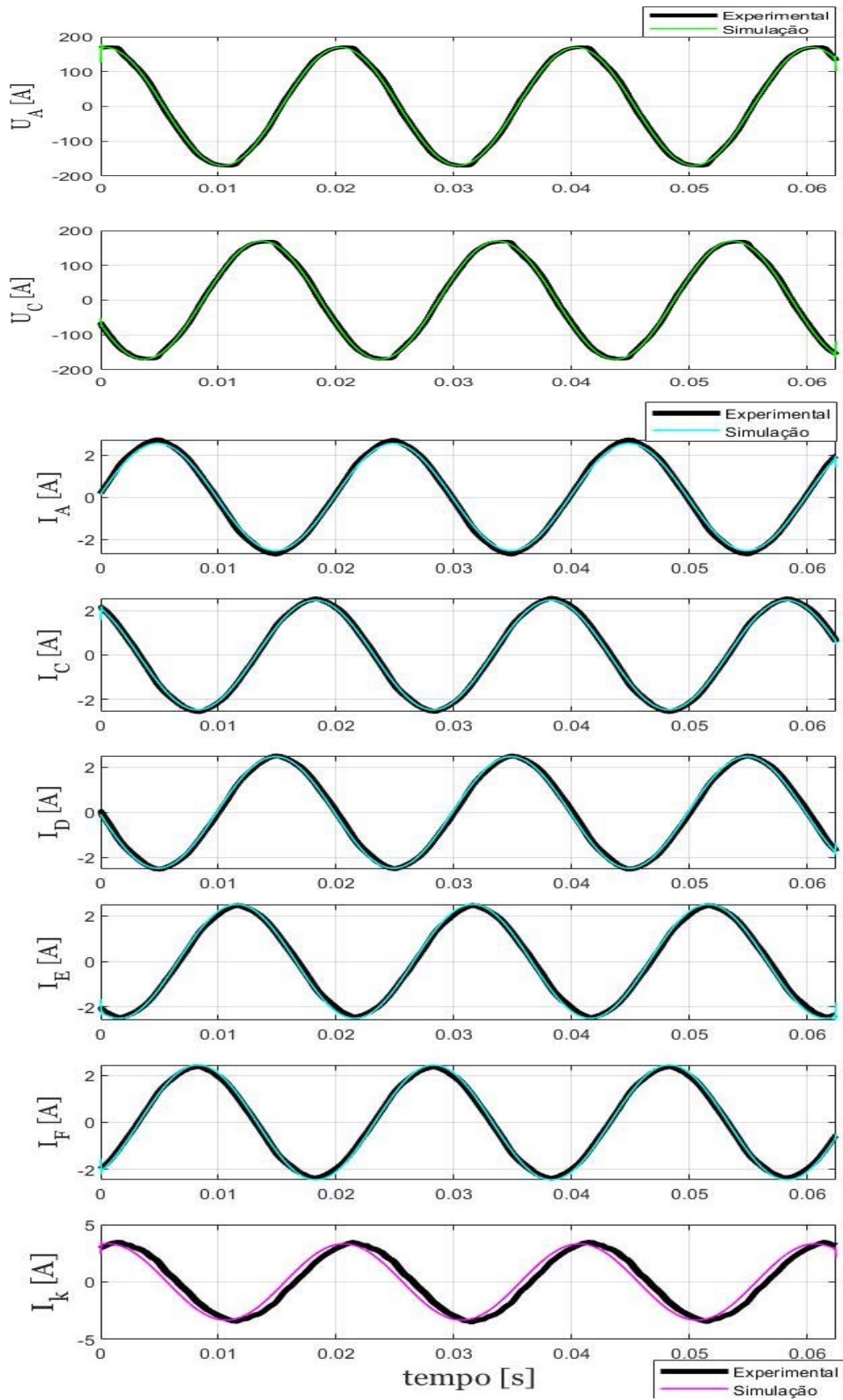


Figura 5.7: Formas de onda da tensão, da corrente estatórica e da corrente de falha na condição de “sem carga”, com 12 espiras (A1-A4) em curto-circuito, num total de 138, com resistência de falha $R_k = 4 \Omega$.

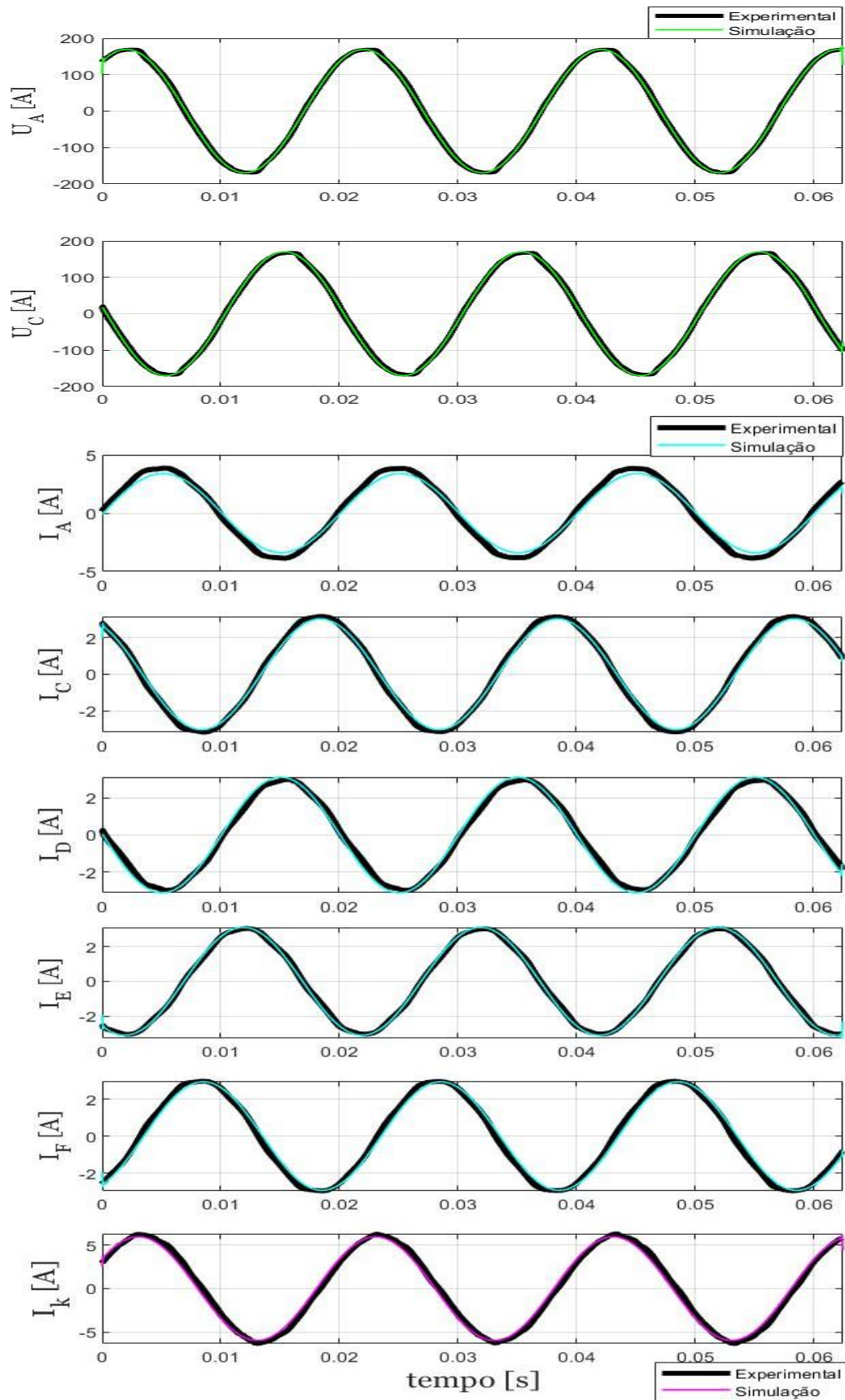


Figura 5.8: Formas de onda da tensão, da corrente estática e da corrente de falha, para um binário de carga de 4.5Nm de carga, com 23 espiras (A1-A5) em curto-circuito, num total de 138, e com resistência de falha $R_f = 4 \Omega$.

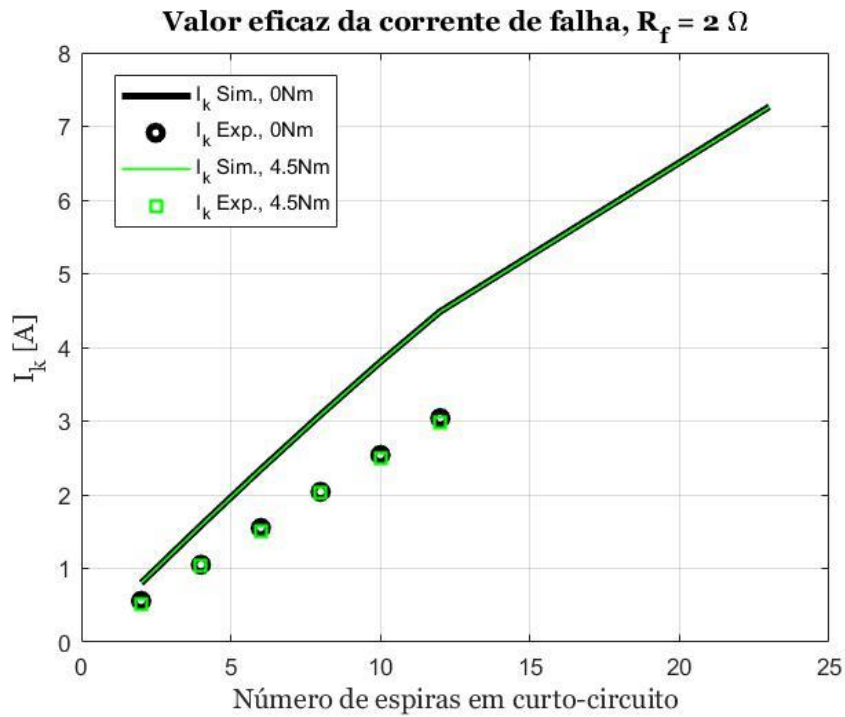


Figura 5.9: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 2Ω .

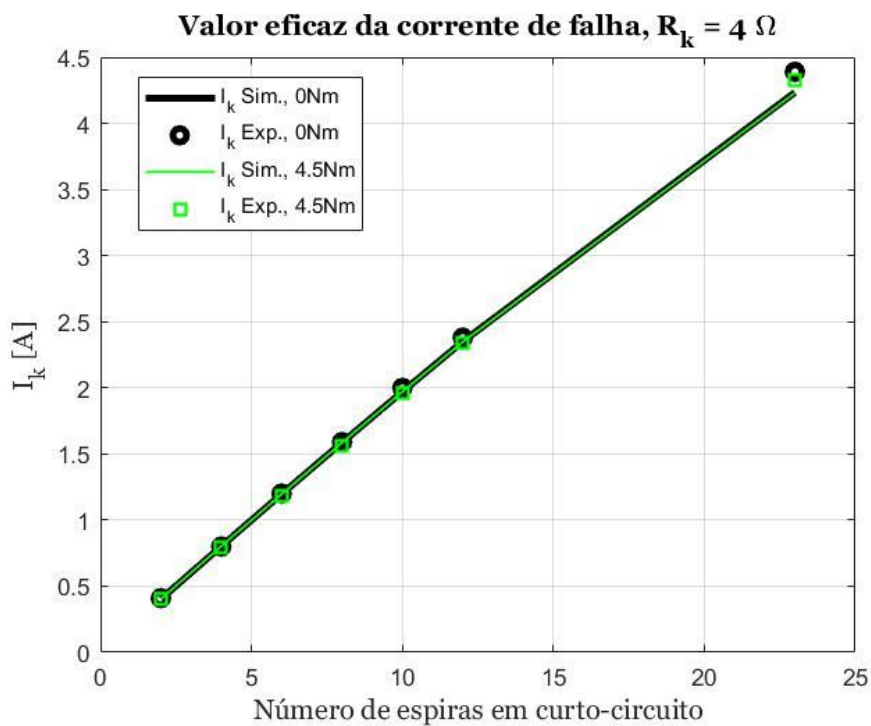


Figura 5.10: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 4Ω .

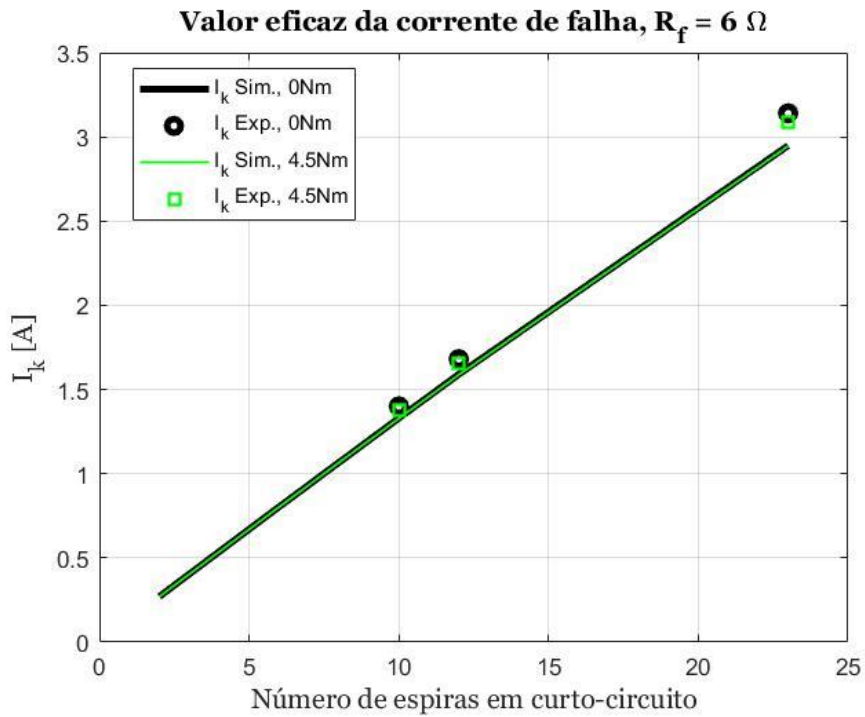


Figura 5.11: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 6Ω .

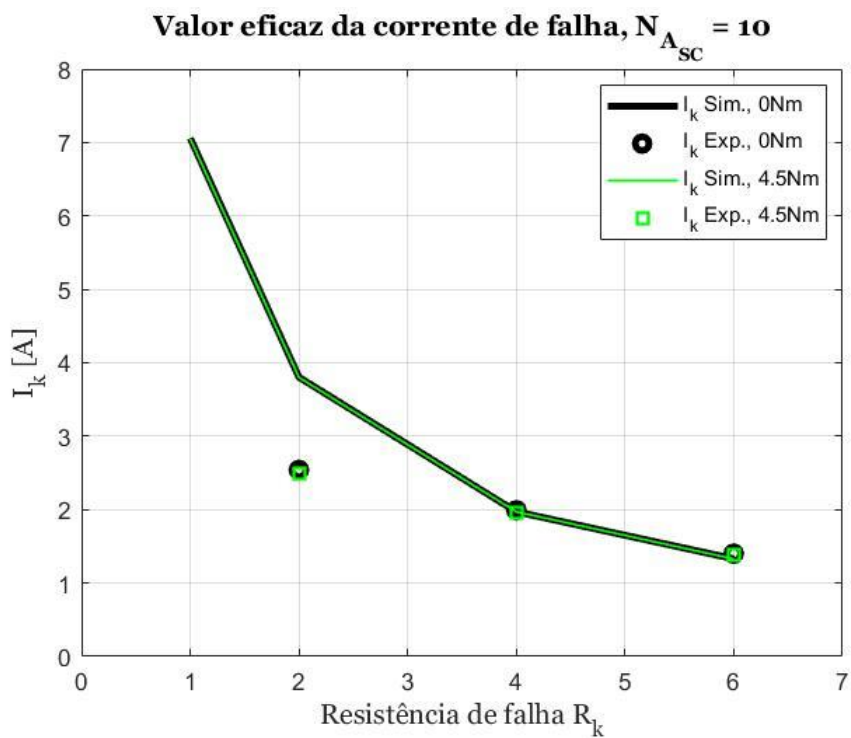


Figura 5.12: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do valor das resistências de falha, no caso de 10 espiras em curto-circuito.

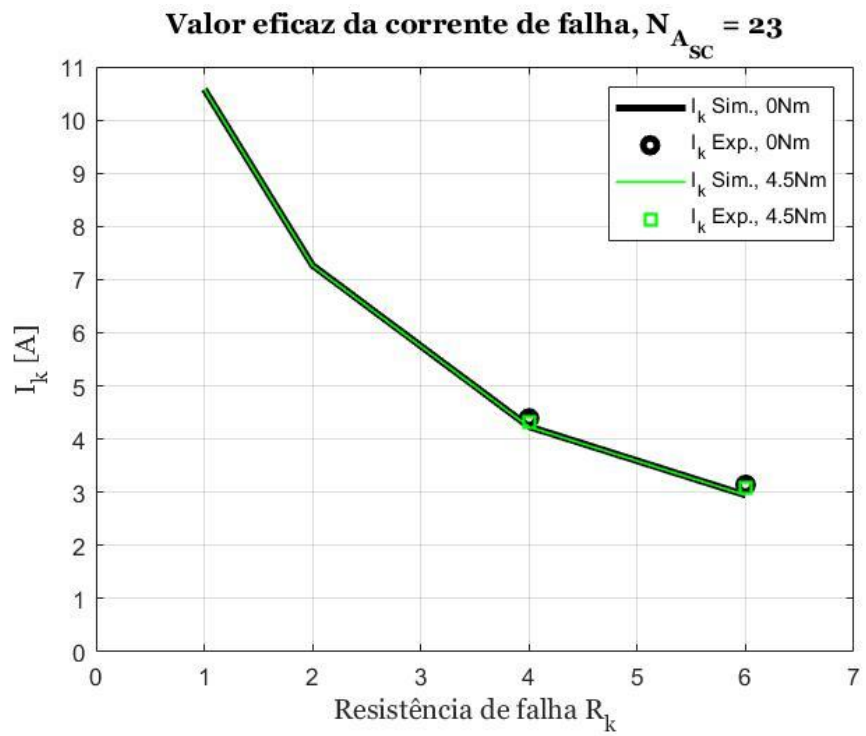


Figura 5.13: Evolução do valor eficaz da corrente de falha em função do valor das resistências de falha, no caso de 23 espiras em curto-circuito.

Folha em branco

Capítulo 6

Diagnóstico de curto-circuitos entre espiras, no MIH

Neste capítulo apresentam-se alguns métodos de diagnóstico de avarias, escolhidos tendo por base a experiência no diagnóstico de avarias de motores de indução trifásicos.

No diagnóstico de avarias, recorreu-se, fundamentalmente, à análise espectral do módulo do vetor de *Park* (EPVA) e das potências ativa e reativa instantâneas. Os métodos baseados nas potências são particularmente interessantes por permitirem distinguir entre curto-circuitos entre espiras e desequilíbrios da alimentação, considerando-se, por isso, eficazes, mas requerem o registo simultâneo das tensões e correntes do motor.

O desempenho dos métodos é avaliado em ambiente laboratorial e computacional, e são analisadas as diferenças entre o funcionamento com e sem avaria, de modo a identificar os indicadores de falha mais adequados.

6.1 Transformada de *Park*

As transformações geométricas entre os referenciais *abcdef* e *dq0* são bastante recorrentes na análise e na modelação de máquinas elétricas. A análise das tensões e correntes, no referencial *dq0*, é particularmente interessante em sistema sem neutro, caso em que as grandezas segundo o eixo homopolar, eixo 0, são nulas [7]. Adicionalmente, permite condensar a informação das 6 fases em dois vetores ortogonais.

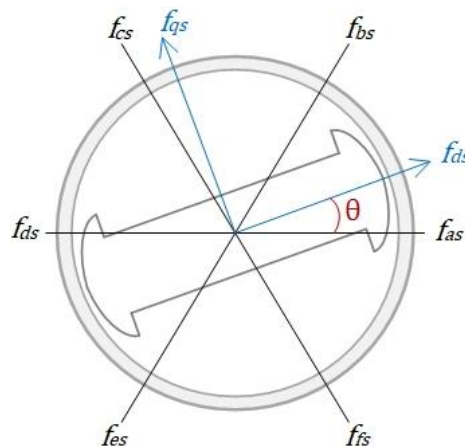


Figura 6.1: Ilustração geométrica da transformação de *Park*.

Assumindo que não existe ligação de neutro da máquina, o referencial dq tem por principal característica o facto de os eixos d e q serem perpendiculares, desfasados de 90 graus elétricos entre si, podendo encontrar-se solidário com o estator ou em rotação. No caso do sistema de eixos dq estar em rotação, este pode apresentar uma velocidade de rotação qualquer; no entanto, o mais comum é considerar que o mesmo roda à velocidade do rotor, ou à velocidade síncrona (Figura 6.1).

Os valores instantâneos dos vetores ortogonais estão dependentes, não só da variável a transformar, mas também da posição, θ , do sistema de eixos, conforme se pode observar na Figura 6.1. Assim, se o sistema de eixos estiver a rodar à velocidade síncrona, as grandezas segundo os eixos dq serão grandezas DC. Em contrapartida, se o referencial $dq0$ estiver solidário com o estator, as respetivas grandezas serão sinusoidais, com a mesma frequência das correntes de fase [28].

Considerando um desfasamento (γ) entre fases de $\pi/3$ rad, a mudança de variáveis que formula uma transformação generalizada, na forma de amplitude invariante, das variáveis das seis fases e dos elementos do circuito estacionário no referencial arbitrário pode ser expressa da seguinte maneira [21, 23, 28]:

$$f_{dq0} = K_P \cdot f_{abcdef} \quad (6.1)$$

onde

$$f_{dq0} = [f_d, f_q, f_0]^T \quad f_{abcdef} = [f_a, f_b, f_c, f_d, f_e, f_f]^T \quad (6.2)$$

$$[K_P] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - 2\gamma) & \cos(\theta - 3\gamma) & \cos(\theta - 4\gamma) & \cos(\theta - 5\gamma) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - 2\gamma) & -\sin(\theta - 3\gamma) & -\sin(\theta - 4\gamma) & -\sin(\theta - 5\gamma) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

Para fins de diagnóstico de uma avaria estatórica é usual considerar-se o referencial $dq0$ solidário com o estator e um deslocamento angular de valor nulo, pelo que [21]:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \\ f_d \\ f_e \\ f_f \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

6.2 EPVA - *Extended Park's Vector Approach*

Como o próprio nome indica a análise espectral do módulo do Vetor de *Park* tem por base o módulo do vetor de *Park* das correntes do estator, definido por (1.7).

Assim, em funcionamento normal, a FFT do módulo do vetor de *Park* revela um espectro livre de harmônicos, exibindo unicamente a componente DC (0 Hz). Todavia, no caso de ser provocada uma assimetria proveniente de um curto-circuito entre espiras ou de um desequilíbrio no sistema de alimentação, o espectro apresentará uma componente DC e uma componente AC com o dobro do valor da frequência de alimentação ($2f_s$), estando a sua amplitude diretamente relacionada com a gravidade da avaria.

Assim, um indicador suscetível de expor o grau/fator de severidade da falha pode ser definido como a razão entre a amplitude da componente espectral à frequência de $2f_s$ e a componente DC das correntes do vetor de *Park*, calculada com base em (6.5) [15, 18]. Tanto em motores assíncronos como síncronos, o efeito provocado nas correntes do estator pela avaria, é semelhante e, por isso, o método é válido para ambos os tipos de motores [15].

$$SF = \frac{\max \left(\left[\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \right]_{\text{componente } (2f_s)} \right)}{\text{média} \left(\left[\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \right] \right)} * 100\% \quad (6.5)$$

6.3 IAPSA – Análise Espectral da Potência Ativa e IRPSA – Análise Espectral da Potência Reativa

A presença de avarias no estator afeta a maioria das grandezas elétricas, magnéticas e mecânicas, inserindo-se neste grupo as potências ativa e reativa. Num motor sem assimetrias, as potências ativa e reativa apresentam-se constantes ao longo do tempo. No entanto, quando existe uma assimetria, a interação do sistema inverso de correntes² do estator induz harmônicos específicos de falha no comportamento de ambas as potências instantâneas. Desta forma, adquirem um comportamento oscilante ao longo do tempo, apresentando uma componente DC e uma AC.

² Sistema decorrente da decomposição de um sistema desequilibrado de correntes, ou tensões, na soma de um sistema direto, de um sistema inverso e de um sistema homopolar.

Efetuada uma análise espectral de ambas as potências contata-se que a frequência do harmónico induzido apresenta uma frequência dupla da frequência de alimentação ($2f_s$) [16].

As potências ativa e reativa podem ser calculadas de várias formas, tendo em conta a situação do motor (saudável ou com avaria). No caso do funcionamento normal (saudável e equilibrado), a corrente e a tensão apenas contêm as componentes do sistema direto, podendo-se considerar, respetivamente, as seguintes expressões de potência ativa e reativa [16]:

$$p_h(t) = n_{ph} \cdot V_s^+ \cdot I_s^+ \cdot \cos(\varphi) \quad (6.8)$$

$$q_h(t) = n_{ph} \cdot V_s^+ \cdot I_s^+ \cdot \sin(\varphi) \quad (6.9)$$

onde V_s^+ e I_s^+ correspondem às amplitudes das componentes diretas da tensão e corrente do estator, respetivamente, φ trata-se do ângulo de fase e n_{ph} do número de fases. Nestas circunstâncias, o espectro, de ambas as potências, reflete a existência da componente DC.

Em cenário de avaria, as potências irão refletir a existência de componentes inversas e, em função disso, o cálculo efetua-se de forma a ser possível a visualização do efeito provocado na forma de onda. Assim, para a potência ativa tem-se que [29]:

$$p_f(t) = \sum_{m=a}^f v_m^s(t) \cdot i_m^s(t) \quad (6.10)$$

ou, com recurso aos vetores de *Park*, na forma de amplitude invariante, [30]:

$$p_f(t) = 3 \times (v_d(t) \cdot i_d(t) + v_q(t) \cdot i_q(t) + 2 * v_0(t) \cdot i_0(t)) \quad (6.11)$$

A potência reativa instantânea pode ser obtida por intermédio de (6.12) [29].

$$q_f(t) = \sqrt{\sum_{y=b}^f q_{ay}^2 + \sum_{y=c}^f q_{by}^2 + \sum_{y=d}^f q_{cy}^2 + \sum_{y=e}^f q_{dy}^2 + q_{ef}^2} \quad (6.12)$$

onde

$$q_{xy} = v_x^s(t) \cdot i_y^s(t) - v_y^s(t) \cdot i_x^s(t) \quad (6.13)$$

ou, com recurso aos vetores de *Park*, na forma de amplitude invariante [30]:

$$q_f(t) = 3 \times (v_d(t) \cdot i_q(t) - v_q(t) \cdot i_d(t)) \quad (6.14)$$

6.4 Resultados do diagnóstico

6.4.1 Análise espectral do módulo do Vetor de *Park* – Operação saudável

Antes de se diagnosticar uma avaria num motor, é indispensável ter por base o perfil do seu comportamento em condições normais. Nas figuras seguintes apresenta-se a análise espectral do módulo do vetor de *Park*, em funcionamento em vazio (Figura 6.10 e Figura 6.11) e para um binário de carga de 4.5Nm (Figura 6.12 e Figura 6.13). Note-se que nas figuras relativas aos ensaios experimentais, a componente $2f_s$ surge devido ao facto de as correntes de alimentação do motor apresentarem desequilíbrios naturais. Nas simulações, a componente apresenta valores nulos, pois não existe qualquer tipo de assimetria nas correntes de alimentação.

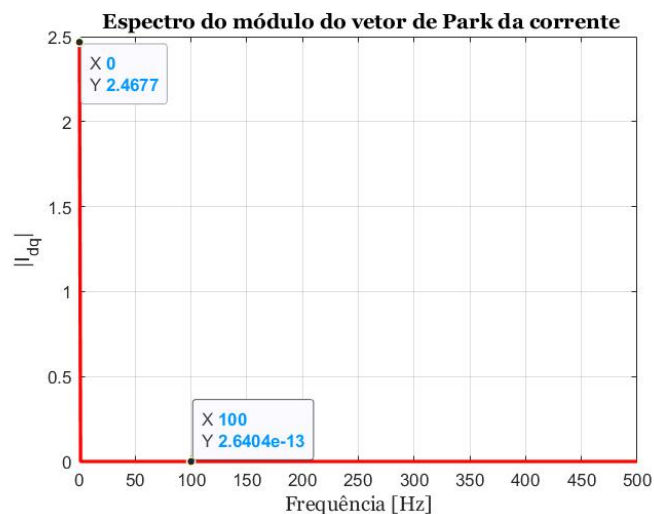


Figura 6.2: Espectro do módulo do Vetor de *Park* da corrente, obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio.

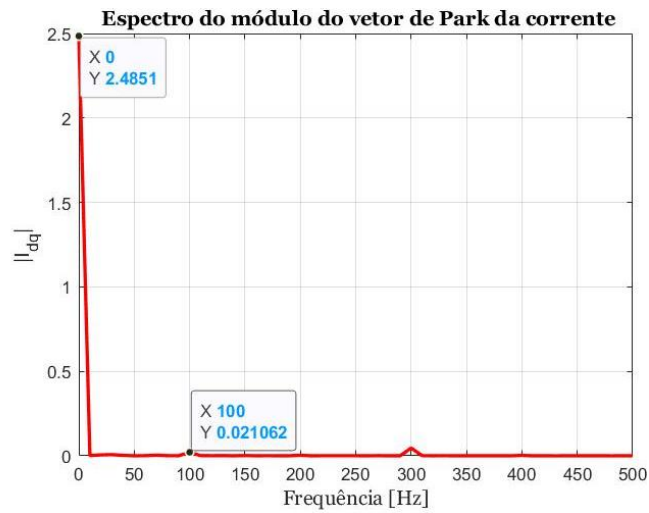


Figura 6.3: Espectro do módulo do Vetor de *Park da corrente*, obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio.

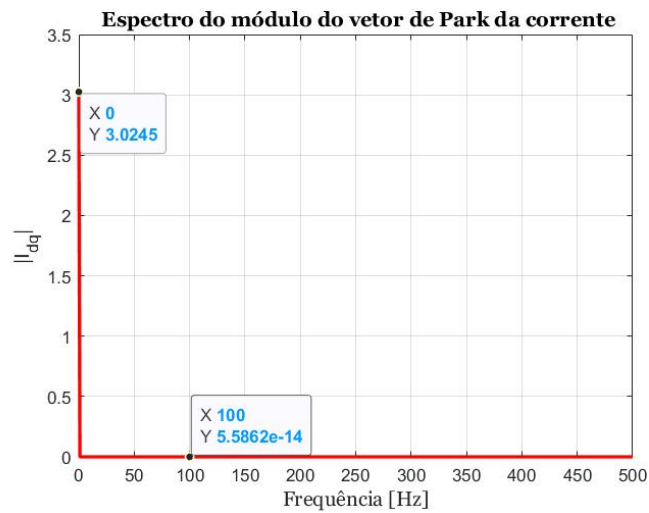


Figura 6.4: Espectro do módulo do Vetor de Park da corrente, obtido em simulação, com 4,5Nm de binário de carga.

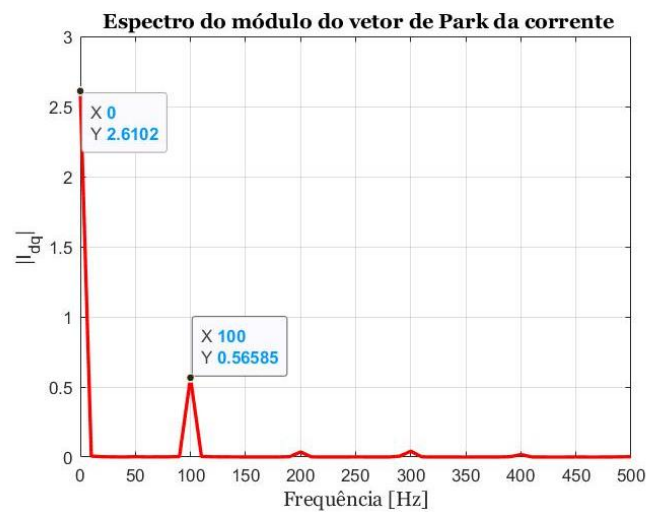


Figura 6.5: Espectro do módulo do Vetor de Park obtido experimentalmente, com 4,5Nm de binário de carga.

6.4.2 Análise espectral do módulo do Vetor de *Park* – Operação com avaria

Para uma análise preliminar, considerou-se um caso com 23 espiras em curto-circuito, com uma resistência de $R_k = 4\Omega$. Nas Figuras 5.14 e 5.15 observa-se o espectro do módulo do vetor de *Park* na condição de funcionamento em vazio e nas Figuras 5.16 e 5.17 com um binário de carga igual a $4,5 Nm$.

Como seria expectável, a componente com o dobro da frequência de alimentação ($100 Hz$) surge com amplitude considerável, o que significa que existe um desequilíbrio nas correntes relacionado com o curto-circuito entre espiras. Nas figuras referentes às simulações verifica-se que, tal componente, surge de uma forma mais modesta, quando comparada com os resultados dos ensaios experimentais, o que se justifica com a preexistência de um desequilíbrio natural no motor.

No capítulo 6.4 apresenta-se a análise evolutiva do fator de severidade calculado através de (6.5).

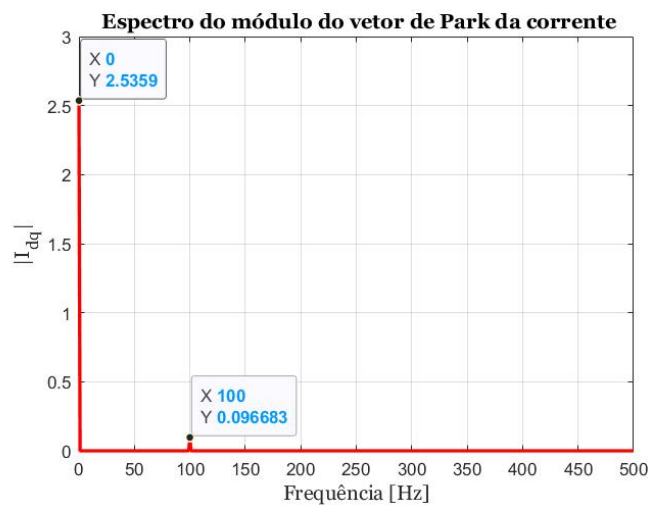


Figura 6.6: Espectro do módulo do Vetor de *Park* da corrente, obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω .

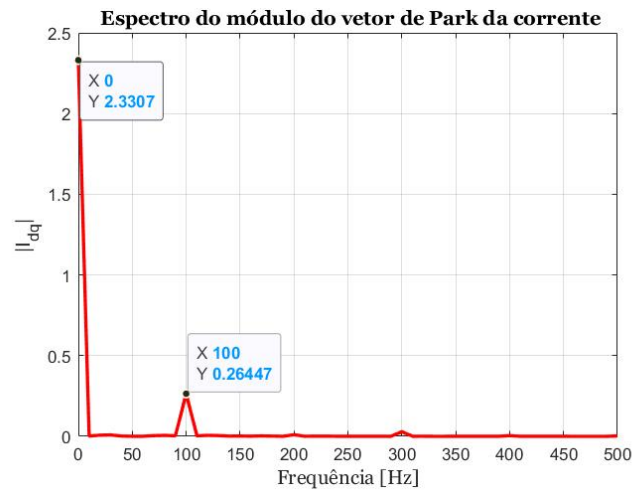


Figura 6.7: Espectro do módulo do Vetor de *Park* da corrente, obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω .

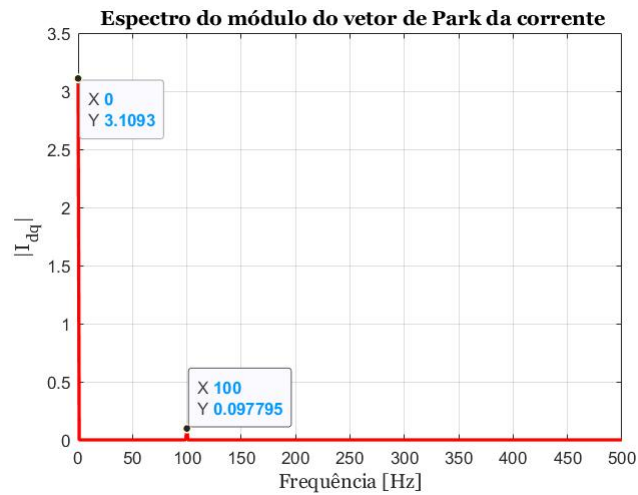


Figura 6.8: Espectro do módulo do Vetor de *Park* da corrente obtido em simulação, com $4.5Nm$ de binário de carga, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω .

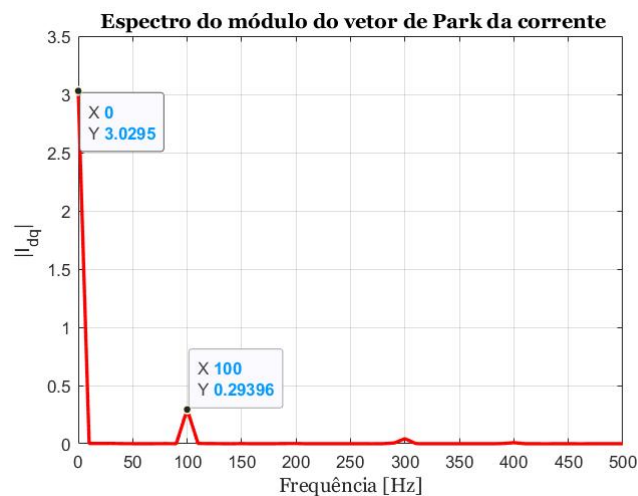


Figura 6.9: Espectro do módulo Vetor de *Park* da corrente, obtido experimentalmente, com $4.5Nm$ de binário de carga, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω .

6.4.3 IAPSA e IRPSA – Operação saudável

A análise espectral das potências ativa e reativa instantâneas, para funcionamento normal em vazio, apresentada nas Figuras 6.18 e 6.19, relativas aos resultados de simulação, e nas Figuras 6.20 e 6.21, alusivas aos ensaios experimentais observa-se que, para os resultados de simulação, a componente $2f_s$ apresenta valores nulos ou residuais, sendo mais significativa no caso dos dados obtidos experimentalmente. Esta diferença deve-se, mais uma vez ao facto da existência de desequilíbrios ou assimetrias naturais nas correntes de alimentação.

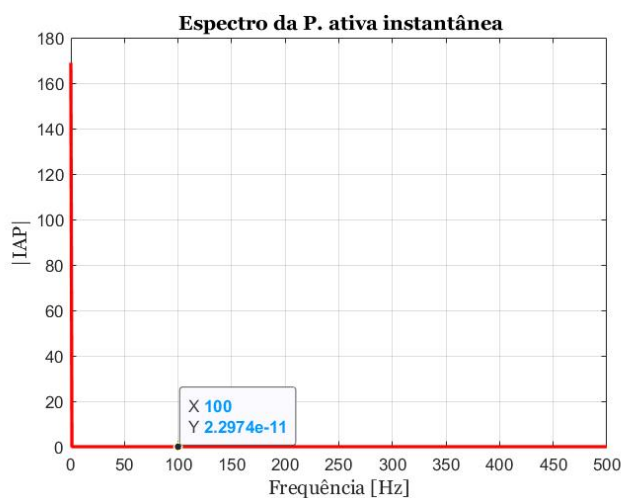


Figura 6.10: Espectro da potência ativa instantânea obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio.

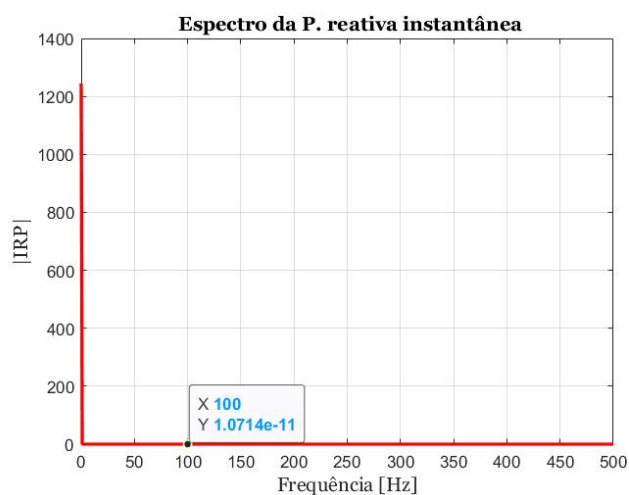


Figura 6.11: Espectro da potência reativa instantânea obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio.

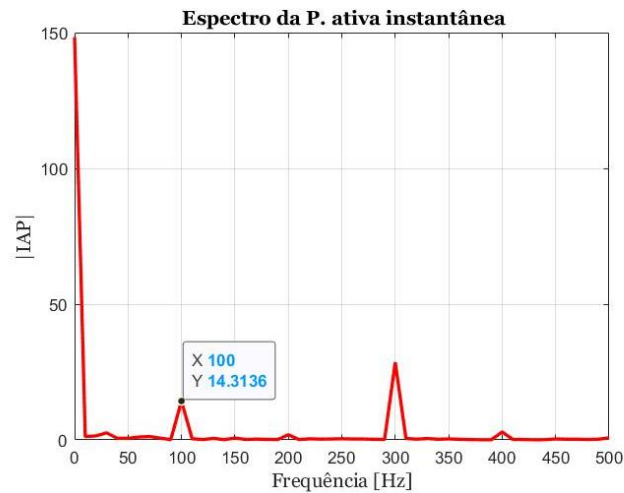


Figura 6.12: Espectro da potência ativa instantânea obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio.

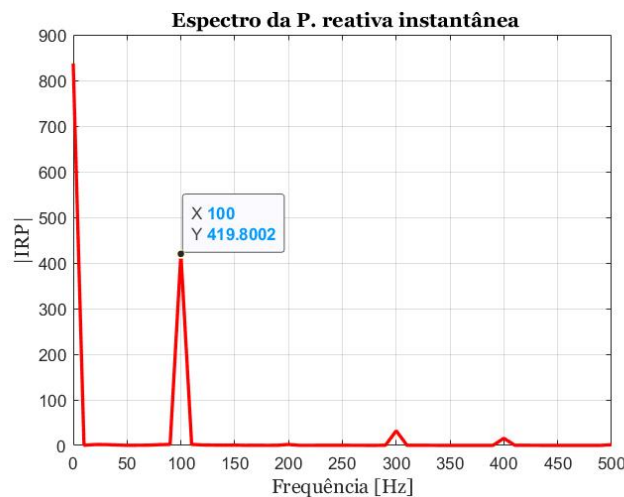


Figura 6.13: Espectro da potência reativa instantânea obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio.

6.4.4 IAPSA e IRPSA – Operação com avaria

De modo a avaliar, de forma preliminar, a aplicabilidade do método, considerou-se o funcionamento em vazio, apresentado o motor 23 espiras em curto-circuito, com uma resistência de falha de valor 4Ω . Da simulação do modelo computacional obtiveram-se os espectros das Figuras 6.14 e 6.15, referentes às potências ativa e reativa, respetivamente. Nestes espectros pode observar-se o aparecimento da componente espectral de frequência dupla da frequência de alimentação (100 Hz), como expectável. Nas Figuras 6.16 e 6.17, referentes aos ensaios experimentais, nas mesmas condições, revela-se que a componente se apresenta com uma amplitude bastante maior em valor em relação aos resultados simulados, conforme esperado.

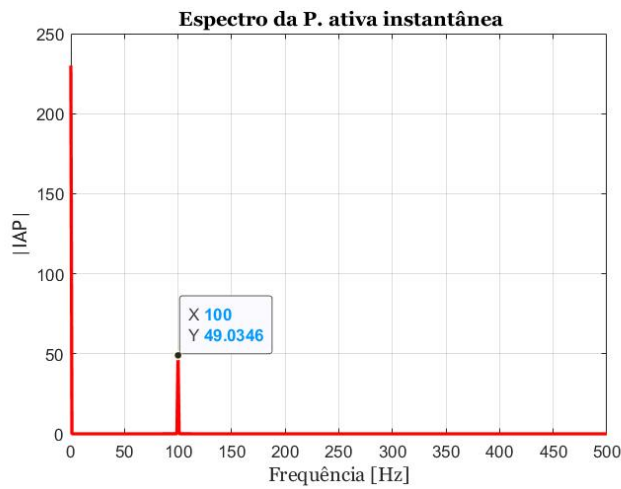


Figura 6.14: Espectro da potência ativa instantânea obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω .

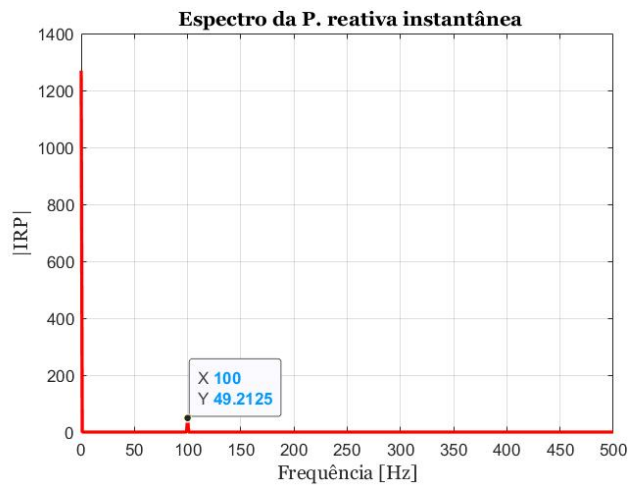


Figura 6.15: Espectro da potência reativa instantânea obtido em simulação na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω .

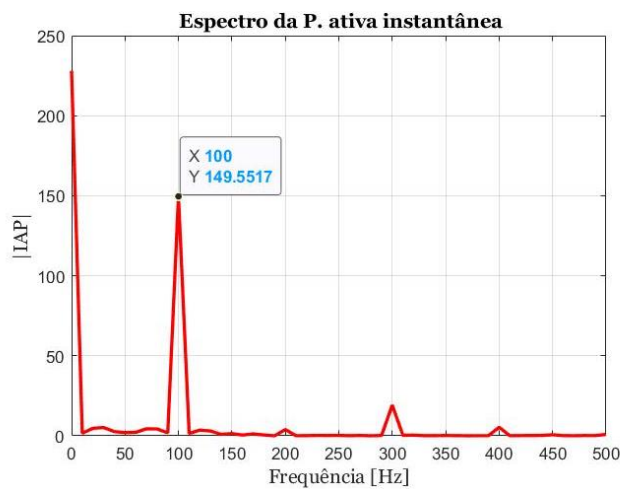


Figura 6.16: Espectro da potência ativa instantânea obtido experimentalmente na condição de funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω .

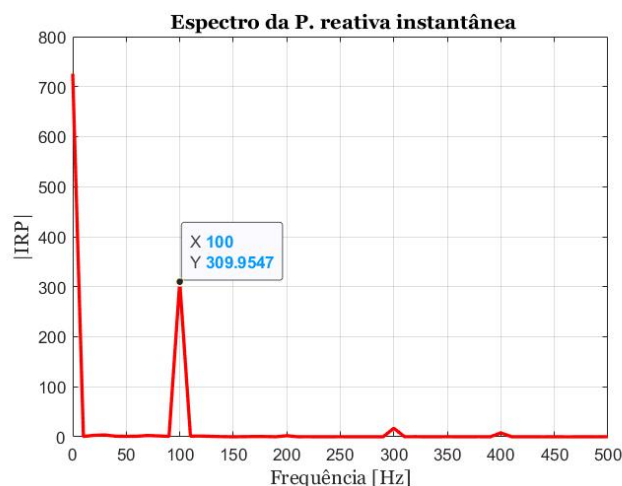


Figura 6.17: Espectro da potência reativa instantânea obtido experimentalmente na condição de “funcionamento em vazio, para o caso de 23 espiras em curto-circuito com resistência de falhas de 4Ω .

6.5 Evolução da severidade da avaria

De forma a poder examinar-se a evolução da gravidade da avaria, elaborou-se um conjunto de gráficos com dados calculados, tanto em simulação como experimentalmente, para diferentes números de espiras em curto-circuito, e considerando vários valores para a resistência de curto-circuito.

Nos gráficos das Figuras 6.18, 6.19 e 6.20 pode contemplar-se o aumento do fator de severidade, definido em (6.5), à medida que o número de espiras em curto-circuito aumenta. Nos gráficos das Figuras 6.21, 6.22 e 6.23 verifica-se o aumento do fator de severidade à medida que a resistência de falha diminui, pois esta é a responsável por limitar a corrente de falha. No entanto, apesar de se verificar uma disparidade considerável entre os fatores de severidade da simulação e dos ensaios experimentais, justificado pela existência de um desequilíbrio natural da máquina, nota-se um perfil de curva semelhante na evolução do mesmo.

Nos gráficos das Figuras 6.24, 6.25 e 6.26 apresenta-se a evolução da componente $2f_s$ da potência ativa e nos gráficos das Figuras 6.27, 6.28 e 6.29, da potência reativa, ambos em função do número de espiras curto em curto-circuito. Neles se constata que o harmónico de frequência $2f_s$ da potência ativa apresenta um comportamento semelhante ao fator de severidade, calculado por (6.5).

A análise do harmónico de frequência $2f_s$ da potência reativa apresenta, para os resultados experimentais, uma trajetória descendente com o aumento do número de espiras em curto-circuito, justificável pela assimetria preexistente.

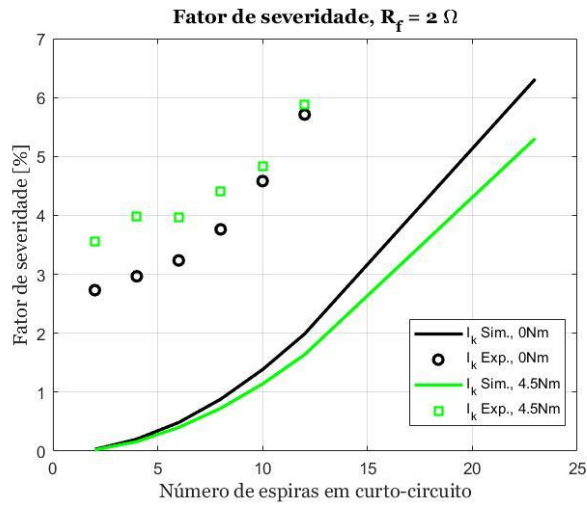


Figura 6.18: Evolução do fator de severidade em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 2Ω .

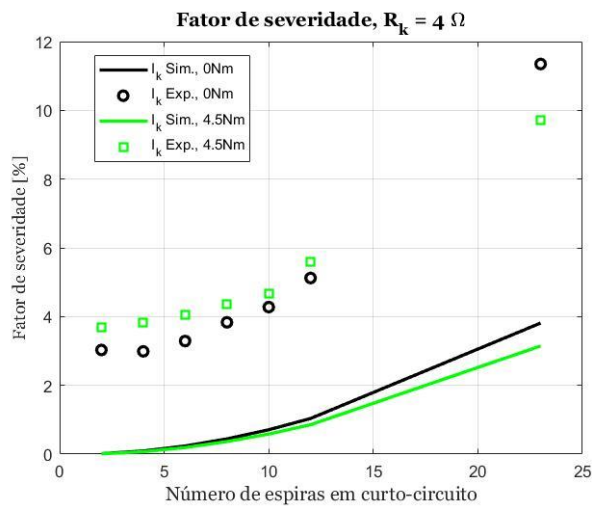


Figura 6.19: Evolução do fator de severidade em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 4Ω .

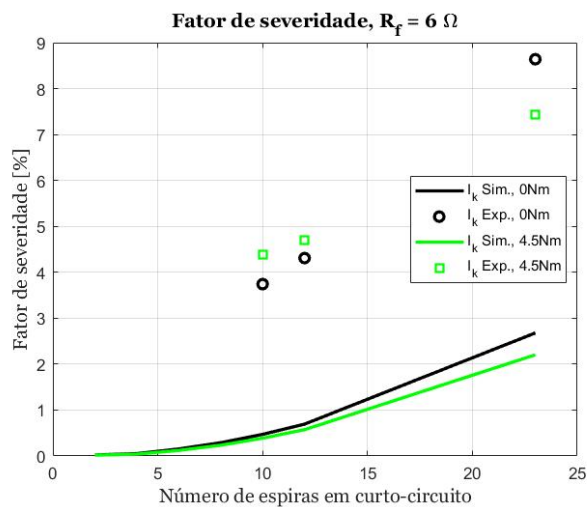


Figura 6.20: Evolução do fator de severidade em função do número de espiras em curto-circuito, para uma resistência de falha de 6Ω .

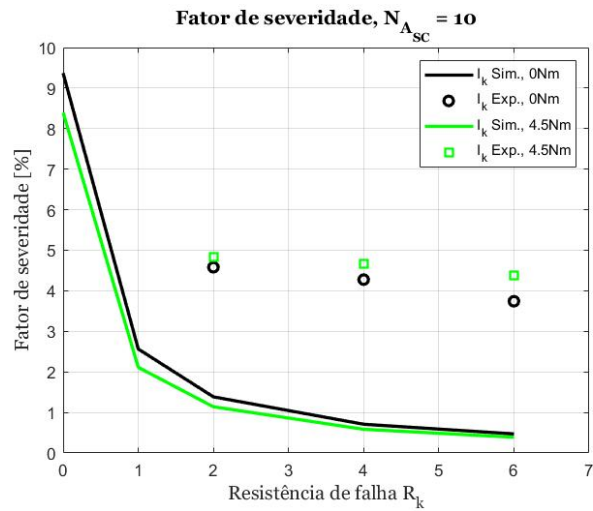


Figura 6.21: Evolução do fator de severidade em função do valor das resistências de falha, para 10 espiras em curto-circuito.

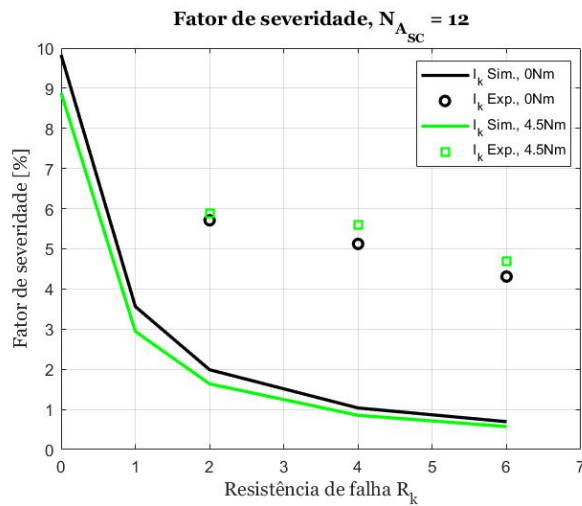


Figura 6.22: Evolução do fator de severidade em função do valor das resistências de falha, para 12 espiras em curto-circuito.

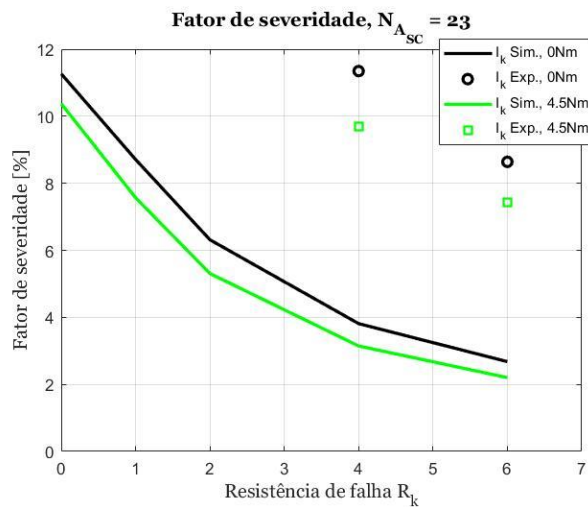


Figura 6.23: Evolução do fator de severidade em função do valor das resistências de falha, para 23 espiras em curto-circuito.

Análise da componente(2*f) da p. ativa instantânea, $R_k = 2 \Omega$

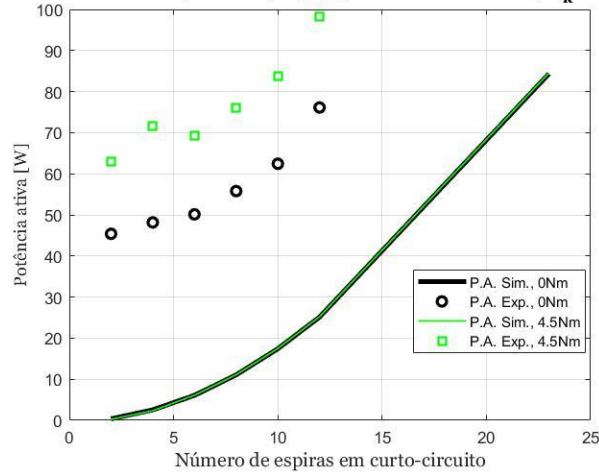


Figura 6.24: Evolução da componente $2f_s$ da potência ativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 2Ω .

Análise da componente(2*f) da p. ativa instantânea, $R_k = 4 \Omega$

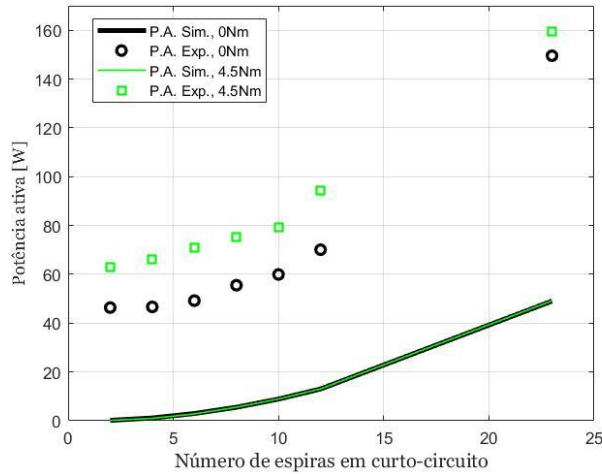


Figura 6.25: Evolução da componente $2f_s$ da potência ativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 4Ω .

Análise da componente(2*f) da p. ativa instantânea, $R_k = 6 \Omega$

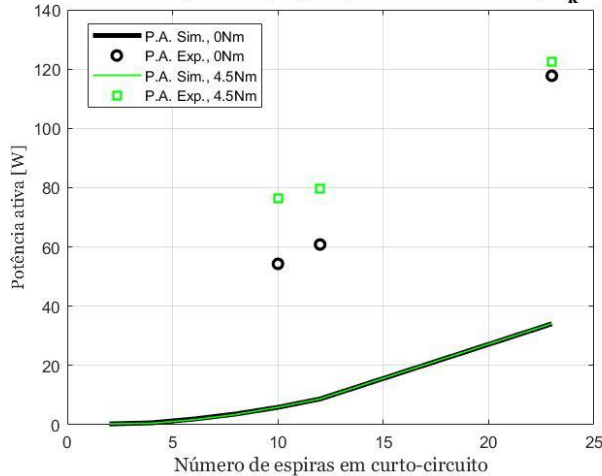


Figura 6.26: Evolução da componente $2f_s$ da potência ativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 6Ω .

Análise da componente(2*f) da p. reativa instantânea, $R_k = 2 \Omega$

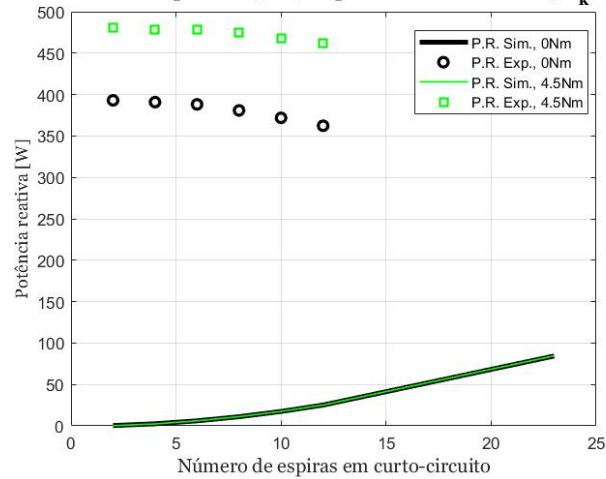


Figura 6.27: Evolução da componente $2f_s$ da potência reativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 2Ω .

Análise da componente(2*f) da p. reativa instantânea, $R_k = 4 \Omega$

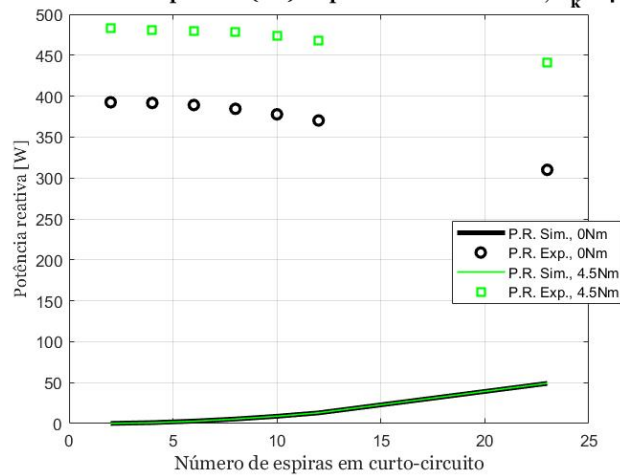


Figura 6.28: Evolução da componente $2f_s$ da potência reativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 4Ω .

Análise da componente(2*f) da p. reactiva instantânea, $R_k = 6 \Omega$

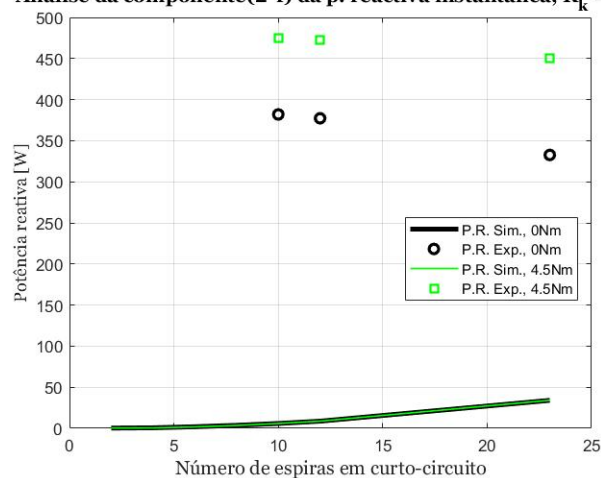


Figura 6.29: Evolução da componente $2f_s$ da potência reativa em função do número de espiras em curto-circuito, para o caso da resistência de falha de 6Ω .

Capítulo 7

Conclusões e sugestões para trabalhos futuros

6.1 Conclusões

A modelações analíticas dos motores apresentam-se como uma excelente ferramenta par o estudo e avaliação de eventuais problemas nos mesmos, uma vez que é possível observar e prever o comportamento do motor perante determinadas situações de avaria, sem nunca comprometer a integridade do motor. Atualmente, sendo muito difícil ou quase impossível, a construção de um modelo matemático que incorpore, por completo, as características de um motor real, a construção de um modelo generalizado demonstrou apresentar uma precisão bastante elevada.

Neste trabalho, elaborou-se um modelo analítico generalizado do MIH para avaliar o funcionamento do mesmo em situação de avaria. Tanto em operação saudável como em operação com avaria, o modelo revelou-se com um excelente nível de aproximação ao motor real.

Os métodos de diagnóstico aplicados na deteção dos curto-circuitos entre espiras revelaram-se eficazes, como se pode ver no capítulo 6. Todavia, a aplicação destas técnicas de diagnóstico não garantem, categoricamente, a existência de um curto-circuito entre espiras, uma vez que qualquer desequilíbrio nas correntes de alimentação do motor provocado por fatores não oriundos de curto-circuitos, pode causar um comportamento semelhante ao apresentado no capítulo 6.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Após a realização deste trabalho, vários assuntos levantaram a curiosidade do autor, e que não se encontram respondidos na literatura. Assim, importa agora encontrar soluções no âmbito dos seguintes tópicos:

- Elaborar um modelo matemático generalizado para a operação com um número de pares de pólos diferente;
- Examinar o impacto de uma avaria estatórica para as diferentes ligações que a máquina hexafásica, com enrolamento simétrico, permite;

- Estudar o comportamento da máquina perante outros tipos de avarias;
- Ensaiar outros métodos de diagnóstico de avarias em máquinas elétricas, presenciados, recorrentemente, na literatura;
- Verificar o impacto de uma avaria estatórica, rotórica ou mecânica nos períodos transitórios;
- Criar um método de diagnóstico, útil em modelação computacional, que diferencie, perentoriamente, os vários tipos de avaria no estator;
- Estudar a tolerância a falhas entre ligações em duplo triângulo/hexágono e em dupla estrela/estrela única (seis fases).

Bibliografia

- [1] E. E. Ward e H. Härer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, n° 6, pp. 980-984, 1969.
- [2] R. Bojoi, F. Farina, F. Profumo e A. Tenconi, "Dual-Three Phase Induction Machine Drives Control - A Survey," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 126, n° 2, pp. 420-429, 2006.
- [3] J. Huang, M. Kang, J. Yang, H. Jiang e D. Liu, "Multiphase machine theory and its applications," *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Wuhan, 2008.
- [4] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat e S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, n° 4, pp. 489-516, July 2007.
- [5] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 5, pp. 1893-1909, May 2008.
- [6] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni e G. Capolino, "Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 18, pp. 4109-4126, Dec. 2008.
- [7] A. J. Marques Cardoso, *Diagnóstico de Avarias em Motores de Indução Trifásicos*, Coimbra: Coimbra Editora, 1991.
- [8] A. H. Bonnett e C. Yung, "Increased Efficiency Versus Increased Reliability," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 14, n° 1, pp. 29-36, Jan.- Feb. 2008.
- [9] S. Nandi, H. A. Toliyat e X. Li, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, n° 4, pp. 719-729, Dec. 2005.
- [10] R. F. Woll, "Effect of Unbalanced Voltage on the Operation of Polyphase Induction Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol IA-11, n° 1, pp. 38-42, Jan. 1975.
- [11] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi, A. D. Minassians e H. A. Toliyat, "A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, n° 5, pp. 1000-1006, Sept.-Oct. 1999.

- [12] M. El Hachemi Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, n° 5, pp. 984-993, Oct. 2000.
- [13] S. Nandi e H. A. Toliyat, "Fault diagnosis of electrical machines-a review," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference. IEMDC'99. Proceedings*, Seattle, WA, USA,, 1999.
- [14] Ye Zhongming e Wu Bin, "A review on induction motor online fault diagnosis," *Proceedings IPEMC 2000. Third International Power Electronics and Motion Control Conference*, Beijing, China, 2000.
- [15] S. M. A. Cruz e A. J. M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, n° 5, pp. 1227-1233, Sept.-Oct. 2001.
- [16] M. Drif e A. J. M. Cardoso, "Stator Fault Diagnostics in Squirrel Cage Three-Phase Induction Motor Drives Using the Instantaneous Active and Reactive Power Signature Analyses," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, n° 2, pp. 1348-1360, May 2014.
- [17] A. J. Marques Cardoso, S. M. A. Cruz e D. S. B. Fonseca, "Inter-Turn Stator Winding Fault Diagnosis in Three-phase Induction Motors, by Park's Vector Approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, n° 3, pp. 595-598, September 1999.
- [18] S. M. A. Cruz e A. J. M. Cardoso, "Rotor Cage Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motors by Extended Park's Vector Approach," *Electric Machines and Power Systems*, vol. 28, n° 4, pp. 289-299, April 2000.
- [19] D. S. B. Fonseca, C. C. M. Santos e A. J. M. Cardoso, "Stator Faults Modeling and Diagnostics of Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n° 3, pp. 2590-2599, May-June 2020.
- [20] A. Tessarolo, "Modeling and Simulation of Multiphase Machines in the Matlab/Simulink Environment," *Engineering Education and Research Using MATLAB*, InTech, 2011, p. 24.
- [21] E. Levi, "Multiphase AC Machines," *The Industrial Electronics Handbook, 2nd ed.*, vol. Power Electronics and Motor Drives, CRC Press, 2011, pp. 3.1-3.31.
- [22] R. Kianinezhad, B. Nahid-Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin e G. Capolino, "Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due

to Open Phases,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n° 5, pp. 1966-1977, May 2008.

- [23] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff e S. D. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2nd Edition, Wiley-IEEE Press, 2002.
- [24] A. Berzoy, A. A. S. Mohamed e O. Mohammed, “Complex-Vector Model of Interturn Failure in Induction Machines for Fault Detection and Identification,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n° 3, pp. 2667-2678, May-June 2017.
- [25] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, JR. e S. D. Umans, *Electric Machinery*, 6th Edition, McGraw-Hill, 2003.
- [26] T. F. Chan e K. Shi, “Appendix H: Experiment 1: Measuring the Electrical Parameters,” 2011. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/9780470825587.app8>.
- [27] “Formulas and Units,” [Online]. Available: https://www.jvl.dk/files/_2011clean/pdf/la011gb.pdf.
- [28] C. J. O’Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin e J. L. Kirtley, “A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, n° 4, pp. 2070-2083, Dec. 2019.
- [29] L. M. Tolbert e T. G. Habetler, “Comparison of time-based nonactive power definitions for active filtering,” *7th IEEE International Power Electronics Congress. Technical Proceedings. CIEP 2000*, Acapulco, Mexico, 2000.
- [30] F. Z. Peng, G. W. Ott e D. J. Adams, “Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, n° 6, pp. 1174-1181, Nov. 1998.

Folha em branco

Apêndice A

Parâmetros de simulação

Os parâmetros usados durante a validação experimental do motor são os seguintes:

Tabela A.1: Parâmetros usados na modelação computacional.

Parâmetro	Valor
Resistência Estatórica (R_s)	1.87 Ω
Resistência Rotórica (R_r)	2.56 Ω
Indutância de Fugas Estatórica (L^{σ_s})	0.0148 H
Indutância de Fugas Rotórica (L^{σ_r})	0.0148 H
Indutância de Magnetização (L_m)	0.1861 H
Indutância Própria do Estator (L_A, \dots, L_F)	0.06203H
Indutância Própria do Rotor (L'_A, \dots, L'_F)	0.06203H
Valor Máximo da Indutância Mútua entre o Estator e o Rotor (M_{SR}/M_{RS})	0.06203 H
T_{av}	0.239 Nm
J	0.0243 kg · m ²

Esquema de enrolamentos do motor

Os enrolamentos estatóricos do motor de indução hexafásico, para 4 pólos, configuraram-se da seguinte maneira:

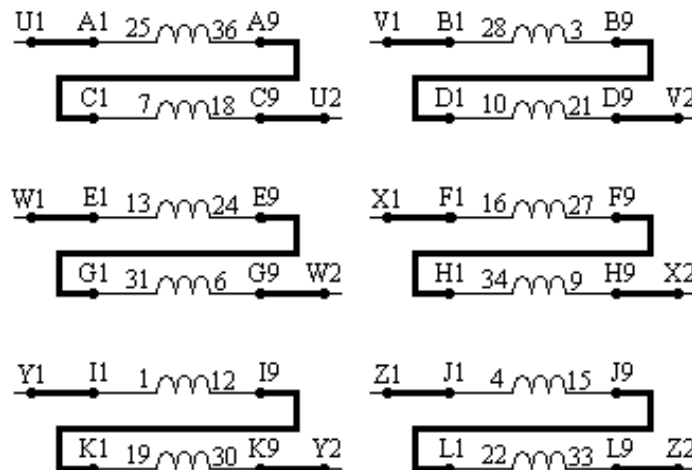


Figura A.1: Esquema das ligações dos enrolamentos do motor em estudo.

Conjunto de enrolamentos que constituem o estator, bem como sua distribuição e encurtamento por entre as 36 ranhuras do motor MIH.

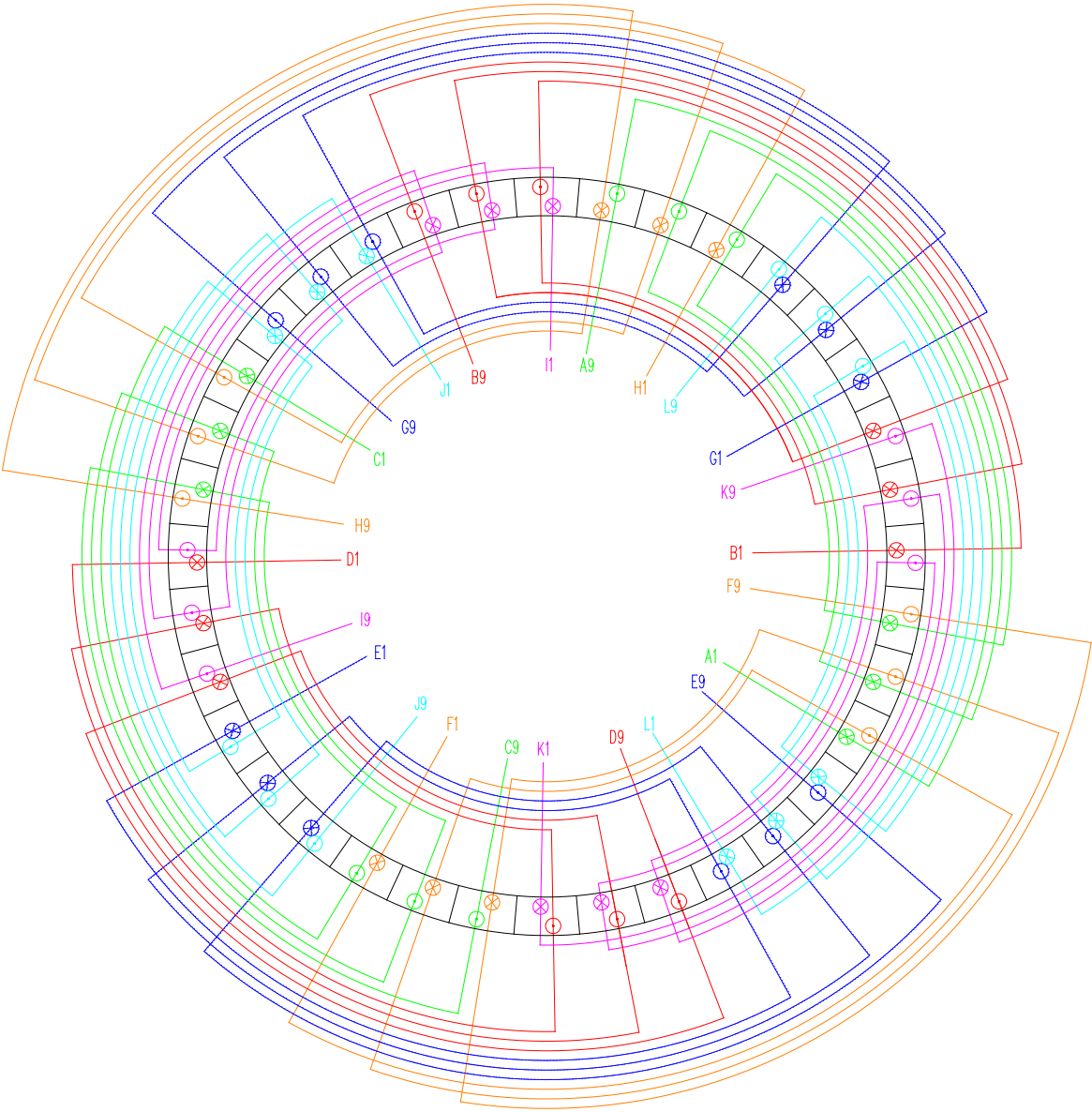


Figura A.2: Disposição dos enrolamentos que perfazem o estator.