



UNIVERSIDADE D  
COIMBRA



Valdemar Abril Armindo

**DIAGNÓSTICO E ANÁLISE DE AVARIAS NOS  
ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DE UM PMSM  
HEXAFÁSICO COM CONTROLO PREDITIVO**

**Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, área de especialização em Energia, orientada pelo Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz e pelo Mestre Pedro Filipe da Costa Gonçalves, apresentada ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra**

Outubro de 2021



UNIVERSIDADE DE COIMBRA  
FACULDADE DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELETROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

VALDEMAR ABRIL ARMINDO

# **DIAGNÓSTICO E ANÁLISE DE AVARIAS NOS ENROLAMENTOS ESTATÓRICOS DE UM PMSM HEXAFÁSICO COM CONTROLO PREDITIVO**

Membros do Júri:

Presidente: Professor Doutor Aníbal Traça de Carvalho Almeida

Orientador: Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz

Vogal: Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes

Outubro de 2021

*‘Em uma vida longa, eu aprendi: que toda a nossa ciência comparada com a realidade é primitiva e infantil e, mesmo assim, é o que temos de mais precioso.’*

*Albert Einstein*

*A Deus e à minha família*

## Agradecimentos

Primeiramente gostaria de agradecer ao meu orientador, Professor Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz, por ter acompanhado a realização desta dissertação de forma íntegra e consistente. Suas notáveis experiências no mundo científico e a sua natural capacidade pedagógica foram de extrema importância no que concerne às orientações voltadas para as metodologias de trabalho, que indubitavelmente foram cruciais para a concretização desta dissertação.

Agradeço ao meu coorientador, Mestre Pedro Filipe da Costa Gonçalves, pela sua disponibilidade no auxílio da realização de certas tarefas sempre que foi necessário, pela sua amizade que me serve de grande exemplo no mundo científico e não só, e pela sua grande capacidade de incentivo.

Gostaria de agradecer também à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra, especificamente ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, e ao Instituto de Telecomunicações, pela disponibilização dos meios laboratoriais necessários à concretização das atividades experimentais que sem os quais tais atividades não seriam possíveis.

Gostaria ainda de agradecer o apoio financeiro da Sociedade Nacional dos Combustíveis de Angola (Sonangol) enquanto seu bolseiro.

Por fim, agradeço à minha família, em particular à minha mãe, Valentina Abril, por tudo o que sempre fez por mim e pelos meus irmãos e irmãs, agradeço ainda aos meus amigos e colegas pelo apoio demonstrado durante a realização desta dissertação.

## Resumo

A presente dissertação teve como principal objetivo propor métodos de diagnóstico de avarias de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos de motores síncronos de ímanes permanentes (PMSMs) de seis fases, funcionando como motor e gerador, quando estes são alimentados por conversores de frequência com uma estratégia de controlo preditivo de corrente. Estes métodos são aqui estudados e validados por simulação computacional e experimentalmente, sendo comparados entre si em termos de sensibilidade na deteção das referidas avarias.

O Capítulo 1 faz uma descrição no âmbito do desenvolvimento contextual desta dissertação através de um enquadramento e motivação da temática aqui apresentada bem como dos objetivos que se pretenderam alcançar com a realização desta dissertação. Na secção final deste capítulo é ainda feita uma breve descrição dos fundamentos sobre PMSMs de seis fases.

O Capítulo 2 descreve o estado da arte sobre os métodos de diagnóstico de avarias em PMSMs de seis fases. As descrições neste capítulo incluem ainda o modelo matemático dos PMSMs de seis fases.

O Capítulo 3 debruça-se de forma mais detalhada sobre os métodos de diagnóstico propostos para análise dos resultados de simulação e experimentais.

O Capítulo 4 apresenta os resultados de simulação obtidos através de um modelo de co-simulação computacional baseado em elementos finitos, capaz de simular o comportamento do PMSM de seis fases controlado com uma estratégia de controlo preditivo de corrente, a fim de avaliar os métodos de diagnóstico analisados.

O Capítulo 5 apresenta os resultados experimentais obtidos a diferentes regimes de carga e velocidades de funcionamento do PMSM de seis fases com diferentes números de espiras em curto-circuito nos enrolamentos estatóricos. Este capítulo tem como objetivo validar através de resultados experimentais, os métodos propostos nesta dissertação.

O Capítulo 6 apresenta as principais conclusões do trabalho, propondo ainda um novo método de diagnóstico de curtos-circuitos entre espiras para trabalho futuro.

**Palavras-chave:** curtos-circuitos entre espiras, indicador de avaria, máquinas síncronas multifásicas, métodos de diagnóstico de avarias, motores síncronos de ímanes permanentes de seis fases.

## Abstract

The main objective of this dissertation was to propose methods for diagnosing short-circuits failures between turns in stator windings of six-phase permanent magnet synchronous motors (PMSMs), working as motor and generator, when they are powered by frequency converters with a predictive current control strategy. These methods are here studied and validated by computer simulation and experimentally, being compared to each other in terms of sensitivity in detecting said failures.

Chapter 1 provides a description within the context of the contextual development of this dissertation through a framework and motivation of the theme presented here as well as the objectives that were intended to be achieved with the realization of this dissertation. In the final section of this chapter, there is also a brief description of the fundamentals of six-phase PMSMs.

Chapter 2 describes the state of the art on troubleshooting methods for six-phase PMSMs. The descriptions in this chapter also include the mathematical model of the six-phase PMSMs.

Chapter 3 takes a more detailed look at the diagnostic methods proposed for analyzing simulation and experimental results.

Chapter 4 presents the simulation results obtained through a computational co-simulation model based on finite elements, capable of simulating the behavior of the six-phase PMSM controlled with a predictive current control strategy, in order to evaluate the analyzed diagnostic methods.

Chapter 5 presents the experimental results obtained at different load regimes and operating speeds of the six-phase PMSM with different numbers of short-circuited turns in the stator windings. This chapter aims to validate, through experimental results, the methods proposed in this dissertation.

Chapter 6 presents the main conclusions of the work, also proposing a new method for diagnosing short circuits between turns for future work.

**Keywords:** short circuits between turns, fault indicator, multiphase synchronous machines, fault diagnosis methods, six-phase permanent magnet synchronous motors.

# Índice

<b>Agradecimentos .....</b>	<b>i</b>
<b>Resumo .....</b>	<b>ii</b>
<b>Abstract .....</b>	<b>iii</b>
<b>Índice de Figuras .....</b>	<b>vii</b>
<b>Índice de Tabelas .....</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Símbolos.....</b>	<b>xiv</b>
<b>Lista de Abreviaturas.....</b>	<b>xxii</b>
<b>Capítulo 1 – Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento e Motivação .....	1
1.2 Objetivos da Dissertação .....	4
1.3 Fundamentos sobre PMSMs de Seis Fases .....	5
<b>Capítulo 2 – Estado da Arte sobre Métodos de Diagnóstico de Avarias em PMSMs.....</b>	<b>7</b>
2.1 Breve Introdução .....	7
2.2 Modelo Matemático de um SPMSM de Seis Fases Saudável.....	10
2.3 Avarias em PMSMs.....	13
2.3.1 Avarias Elétricas.....	13
2.3.2 Causas das Avarias Elétricas nos PMSMs .....	15
2.4 Métodos de Diagnóstico de Curtos-Circuitos Entre Espiras .....	16
2.4.1 Análise das Correntes Estatóricas.....	17
2.4.2 Análise das Tensões Estatóricas .....	18
2.4.3 Análise Espectral das Potências Ativa e Reativa (M9) .....	20
2.4.4 Análise Espectral do Binário Eletromagnético (M10) .....	20
2.4.5 Análise Espectral do Fluxo Magnético Axial (M11) .....	20
2.4.6 Análise de Parâmetros da Máquina (M12) .....	21
2.4.7 Análise das Vibrações da Carcaça (M13).....	21
2.4.8 Análise Acústica (M14).....	21
2.4.9 Métodos Baseados em Algoritmos de Decisão (M15).....	21

2.4.10 Métodos Baseados em Inteligência Artificial (M16) .....	22
2.5 Comparação dos Métodos de Diagnóstico .....	22
<b>Capítulo 3 – Diagnóstico e Análise de Curtos-Circuitos Entre Espiras em PMSMs .....</b>	<b>25</b>
3.1 Breves Considerações sobre os Métodos de Diagnóstico .....	25
3.2 Análise Espectral do Vetor Espacial das Correntes Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$ ....	27
3.3 Análise das Tensões Estatóricas .....	29
3.3.1 Análise Espectral do Vetor Espacial de Tensões Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$ .....	29
3.3.2 Análise Espectral da Tensão entre os dois Neutros.....	30
3.4 Análise Espectral das Potências Ativa e Reativa no Subespaço $\alpha - \beta$ .....	31
<b>Capítulo 4 – Resultados de Simulação.....</b>	<b>33</b>
4.1 Breves Considerações sobre os Resultados de Simulação .....	33
4.2 Análise Espectral do Vetor Espacial das Correntes Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$ ....	35
4.3 Análise das Tensões Estatóricas .....	35
4.3.1 Análise Espectral do Vetor Espacial das Tensões Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$ .....	35
4.3.2 Análise Espectral da Tensão entre os dois Neutros.....	36
4.4 Análise Espectral das Potências Ativa e Reativa no Subespaço $\alpha - \beta$ .....	37
<b>Capítulo 5 – Resultados Experimentais .....</b>	<b>38</b>
5.1 Montagem Experimental .....	38
5.2 Introdução de Curtos-Circuitos Entre Espiras na Fase $a_1$ .....	41
5.3 Análise Espectral do Vetor Espacial das Correntes Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$ ....	46
5.4 Análise das Tensões Estatóricas .....	48
5.4.1 Análise Espectral do Vetor Espacial das Tensões Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$ .....	48
5.4.2 Análise Espectral da Tensão entre os dois Neutros.....	50
5.5 Análise Espectral das Potências Ativa e Reativa no Subespaço $\alpha - \beta$ .....	52

5.6 Comparação dos Métodos de Diagnóstico .....	56
<b>Capítulo 6 – Conclusões e Proposta de Trabalho Futuro.....</b>	<b>61</b>
6.1 Conclusões.....	61
6.2 Proposta de Trabalho Futuro .....	62
<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>63</b>
<b>Apêndice A – Parâmetros do SPMSM de Seis Fases .....</b>	<b>70</b>
<b>Apêndice B – Modelo de Co-Simulação e Diagrama do PCC.....</b>	<b>72</b>
<b>Apêndice C – Componentes Utilizados na Montagem Experimental.....</b>	<b>73</b>
<b>Apêndice D – Outros Resultados .....</b>	<b>79</b>

## Índice de Figuras

Figura 1.1 – Pilares da sustentabilidade segundo a ONU [13], [14].....	2
Figura 1.2 – Distribuição das avarias pelos vários componentes de um PMSM [15], [18].....	3
Figura 1.3 – Diferentes configurações de PMSMs [23]: (a) SPMSM; (b) IPMSM.....	5
Figura 1.4 – Configuração dos enrolamentos estatóricos do 6-PMSM [26]: (a) assimétrica; (b) simétrica. ....	6
Figura 2.1 – Mapeamento dos harmónicos das correntes estatóricas para máquinas hexafásicas [28].....	11
Figura 2.2 – Classificação das avarias em PMSMs [15].....	13
Figura 2.3 – Curto-circuito entre espiras que ocorre quando são ligados os pontos A e B do enrolamento estatórico da fase $a_1$ de um PMSM de seis fases com os dois neutros isolados na configuração assimétrica [40]. ....	14
Figura 2.4 – Origem das avarias elétricas nos PMSMs [39].....	15
Figura 2.5 – Potenciais vantagens e desvantagens dos métodos de diagnóstico.....	24
Figura 3.1 – Circuito equivalente de um SPMSM de seis fases com curto-circuito entre espiras na fase $a_1$ . ....	26
Figura 3.2 – Diagrama representativo geral do processo de diagnóstico de avaria [15].....	27
Figura 3.3 – Processo de diagnóstico baseado na análise do vetor espacial das correntes estatóricas em $\alpha - \beta$ .....	28
Figura 3.4 – Processo de diagnóstico baseado na análise do vetor espacial das tensões estatóricas em $\alpha - \beta$ .....	29
Figura 3.5 – Processo de diagnóstico baseado na análise da tensão entre os dois neutros. ...	30
Figura 3.6 – Processo de diagnóstico baseado na análise das potências ativa e reativa estatóricas em $\alpha - \beta$ [38].....	32
Figura 4.1 – Resultados de simulação da evolução do espectro das componentes simétricas do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ , em função do $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm. ....	35

Figura 4.2 – Resultados de simulação da evolução do espectro das componentes simétricas do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ , em função do $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm. ....	36
Figura 4.3 – Resultados de simulação da evolução do espectro da tensão entre os dois neutros, em função do $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm. ....	36
Figura 4.4 – Resultados de simulação da evolução do espectro da potência ativa estatórica no subespaço $\alpha - \beta$ , em função do $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm. ....	37
Figura 4.5 – Resultados de simulação da evolução do espectro da potência reativa estatórica no subespaço $\alpha - \beta$ , em função do $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm. ....	37
Figura 5.1 – Diagrama representativo da montagem experimental. ....	39
Figura 5.2 – Representação esquemática do enrolamento estatórico da fase $a_1$ com 7 espiras em curto-circuito. ....	41
Figura 5.3 – Comparação entre as amplitudes das correntes de curto-circuito experimentais para diferentes velocidades e níveis de carga; para o funcionamento da máquina com $N_{cc} = 7$ nos enrolamentos da fase $a_1$ : (a) motor; (b) gerador....	42
Figura 5.4 – Comparação entre as amplitudes das correntes de curto-circuito de simulação e experimentais; para o funcionamento da máquina à carga nominal, com $N_{cc} = 7$ nos enrolamentos da fase $a_1$ : (a) motor; (b) gerador. ....	43

- Figura 5.5 – Resultados experimentais da evolução temporal de  $i_{cc}$ ,  $i_{a1f}$  e  $i_{a1}$ , com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$ ; para o funcionamento da máquina à carga nominal: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm. .... 44
- Figura 5.6 – Resultados experimentais da evolução do espectro da corrente de curto-circuito à carga nominal; para o funcionamento da máquina com curtos-circuitos nos enrolamentos da fase  $a_1$ : (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm. .... 44
- Figura 5.7 – Resultados experimentais da evolução temporal das correntes estatóricas em coordenadas de fase; para o funcionamento da máquina à carga nominal: (a) como motor saudável a 1500 rpm; (b) como gerador saudável a 1500 rpm; (c) motor com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  a 1500 rpm; (d) gerador com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  a 1500 rpm. .... 45
- Figura 5.8 – Resultados experimentais da evolução temporal das tensões estatóricas em coordenadas de fase; para o funcionamento da máquina à carga nominal: (a) motor saudável a 1500 rpm; (b) gerador saudável a 1500 rpm; (c) motor com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  a 1500 rpm; (d) gerador com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  a 1500 rpm. .... 46
- Figura 5.9 – Resultados experimentais da evolução do espectro das componentes simétricas do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm. 47
- Figura 5.10 – Resultados experimentais da evolução de  $\Delta I_{\alpha\beta s,1}^-$ , em função da velocidade do rotor e do nível de carga; para o funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$ : (a) motor; (b) gerador. .... 48

- Figura 5.11 – Resultados experimentais da evolução do espectro das componentes simétricas do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm. 49
- Figura 5.12 – Resultados experimentais da evolução de  $\Delta U_{\alpha\beta s,1}^-$ , em função da velocidade do rotor e do nível de carga; para o funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$ : (a) motor; (b) gerador. .... 50
- Figura 5.13 – Resultados experimentais da evolução do espectro da tensão entre os dois neutros, em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm. .... 51
- Figura 5.14 – Resultados experimentais da evolução de  $\Delta U_{nln2,1}$ , em função da velocidade do rotor e do nível de carga; para o funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$ : (a) motor; (b) gerador. .... 52
- Figura 5.15 – Resultados experimentais da evolução do espectro da potência ativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm. .... 53
- Figura 5.16 – Resultados experimentais da evolução do espectro da potência reativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm. .... 54

Figura 5.17 – Resultados experimentais da evolução de $\Delta P_{\alpha\beta s,2}$ e $\Delta Q_{\alpha\beta s,2}$ , em função da velocidade do rotor e do nível de carga; para o funcionamento da máquina com $N_{cc} = 7$ na fase $a_1$ : (a) potência ativa para funcionamento como motor; (b) potência ativa para funcionamento como gerador; (c) potência reativa para funcionamento como motor; (d) potência reativa para funcionamento como gerador. ....	55
Figura 5.18 – Resultados experimentais da evolução do fator de severidade, em função da velocidade do rotor, com a máquina a funcionar à carga nominal, com $N_{cc} = 7$ na fase $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor; (b) gerador. ....	60
Figura A.1 – Chapa característica do MIT acoplado mecanicamente ao SPMSM de seis fases.....	71
Figura B.1 – <i>Interface</i> da modelo computacional do SPMSM de seis fases. ....	72
Figura B.2 – Diagramas geral de um PCC para SPMSM de seis fases [67]......	72
Figura C.1 – Montagem experimental.....	73
Figura C.2 – Montagem experimental.....	74
Figura C.3 – Banco de condensadores utilizados no barramento DC.....	75
Figura C.4 – Ponte inversora trifásica. ....	75
Figura C.5 – Variador eletrónico de velocidade utilizado para controlar o MIT.....	76
Figura C.6 – Sensores de corrente e tensão utilizados para: a) medição da corrente de curto-circuito e da tensão entre os dois neutros; b) medição da tensão nos terminais da resistência externa de curto-circuito.....	76
Figura C.7 – Filtro passa-baixo utilizado para filtrar a corrente de curto-circuito, a tensão entre os dois neutros, e a tensão na resistência externa de curto-circuito.....	77
Figura C.8 – Resistência externa utilizada para execução dos curtos-circuitos entre espiras. ....	77
Figura C.9 – Painel de ligação de entradas e saídas da plataforma dSPACE DS1103. ....	78
Figura C.10 – Curto-circuito entre espiras nos enrolamentos estáticos de uma máquina elétrica [68]: (a) enrolamentos do estator saudável; (b) enrolamento do estator com curto-circuito entre espiras.....	78

- Figura D.1 – Resultados experimentais da evolução temporal do vetor espacial da correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm..... 79
- Figura D.2 – Resultados experimentais da evolução temporal do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm..... 79
- Figura D.3 – Resultados experimentais da evolução temporal da tensão entre os dois neutros, em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm. 80
- Figura D.4 – Resultados experimentais da evolução temporal das potências ativa e reativa estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ : (a) potência ativa para funcionamento como motor a 1500 rpm; (b) potência ativa para funcionamento como gerador a 1500 rpm; (c) potência reativa para funcionamento como motor a 1500 rpm; (d) potência reativa para funcionamento como gerador a 1500 rpm..... 80

## Índice de Tabelas

Tabela 1.1 – Avaliação qualitativa entre o motor síncrono de ímã permanente (PMSM) e outros tipos de motores nomeadamente, motor DC, motor de indução (IM) e motor síncrono de relutância (SRM) [2], [3].....	2
Tabela 2.1 – Critérios para efeitos de comparação dos métodos de diagnóstico [10].....	22
Tabela 2.2 – Resumo dos métodos de diagnóstico.....	23
Tabela 2.3 – Comparação dos 16 métodos de diagnóstico com base na Tabela 2.1 [9], [10], [58].....	24
Tabela 4.1 – Evolução de $I_{\alpha\beta s,1}^-$ , $U_{\alpha\beta s,1}^-$ , $U_{n1n2,1}$ , $P_{\alpha\beta s,2}$ e $Q_{\alpha\beta s,2}$ em função do $N_{cc}$ na fase $a_1$ , obtida por resultados de simulação (carga nominal).....	34
Tabela 5.1 – Evolução de $I_{\alpha\beta s,1}^-$ , $U_{\alpha\beta s,1}^-$ , $U_{n1n2,1}$ , $P_{\alpha\beta s,2}$ e $Q_{\alpha\beta s,2}$ em função do $N_{cc}$ na fase $a_1$ , obtida por resultados experimentais (carga nominal). ....	56
Tabela 5.2 – Evolução de $I_{\alpha\beta s,1}^-$ , $U_{\alpha\beta s,1}^-$ , $U_{n1n2,1}$ , $P_{\alpha\beta s,2}$ e $Q_{\alpha\beta s,2}$ em função do nível de carga da máquina, obtida por resultados experimentais com $N_{cc} = 7$ na fase $a_1$ .....	57
Tabela A.1 – Parâmetros do SPMSM de seis fases.....	70
Tabela A.2 – Parâmetros de enrolamento assimétrico de seis fases do SPMSM.....	71

## Lista de Símbolos

$a_1, b_1, c_1$	Fases do primeiro conjunto de enrolamentos trifásicos da máquina de seis fases	
$\underline{D}$	Vetor auxiliar $\underline{D}$ definido pela Equação 2.19	V
$d - q$	Subespaço $d - q$ da máquina de seis fases	
$d_1 - q_1$	Sistema de eixos $d - q$ relativo ao primeiro conjunto de enrolamentos trifásicos da máquina de seis fases	
$e_{a1h}, e_{a1f}, e_{b1}, e_{c1}$	Tensão induzida devido ao fluxo dos ímãs permanentes, na parte saudável da fase $a_1$ , na parte defeituosa da fase $a_1$ , nos enrolamentos das fases $b_1$ e $c_1$ , respetivamente	V
$\underline{FS}_{\underline{L}_{\alpha\beta s,1}}, \underline{FS}_{\underline{U}_{\alpha\beta s,1}}$	Fator de severidade, correspondente a componente à frequência fundamental da componente de sequência negativa das correntes e tensões estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ , respetivamente, da máquina de seis fases	pu
$\underline{FS}_{\underline{P}_{\alpha\beta s,2}}, \underline{FS}_{\underline{Q}_{\alpha\beta s,2}}$	Fator de severidade, correspondente à componente à frequência $2f_s$ das potências ativa e reativa estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ , respetivamente, da máquina de seis fases	pu
$\underline{FS}_{\underline{U}_{n1n2,1}}$	Fator de severidade correspondente à componente à frequência fundamental da tensão entre os dois neutros da máquina de seis fases	pu
$f_{a1}, f_{b1}, f_{c1}$	Variáveis em coordenadas de fase que podem representar corrente, tensão ou fluxo encadeado do primeiro conjunto dos enrolamentos estatóricos trifásicos da máquina de seis fases	
$f_{B,axial}$	Frequências dos harmónicos do fluxo encadeado estatórico que surgem devido às avarias de curtos-circuitos entre espiras	Hz

*Lista de Símbolos*

$f_d, f_q$	Variáveis no subespaço $d - q$ que podem representar corrente, tensão ou fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases segundo os eixos $d - q$	
$f_{d1}, f_{q1}, f_{z1}$	Variáveis no subespaço $d - q$ que podem representar corrente, tensão ou fluxo encadeado do primeiro conjunto dos enrolamentos estatóricos trifásicos da máquina, segundo os eixos $d1, q1, z1$ , respetivamente	
$f_{ISC}$	Frequências dos harmónicos das correntes estatóricas que surgem devido às avarias de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricas	Hz
$f_n$	Frequência nominal de alimentação da máquina de seis fases	Hz
$f_s$	Frequência da componente fundamental das tensões/correntes de alimentação da máquina de seis fases	Hz
$\underline{f}_{-sn}$	Variável que representa a componente de sequência negativa da corrente, tensão ou fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases	
$\underline{f}_{-sp}$	Variável que representa a componente de sequência positiva, da corrente, tensão ou fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases	
$f_x, f_y$	Variáveis no subespaço $x - y$ que podem representar corrente, tensão ou fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricas da máquina de seis fases segundo os eixos $x - y$	
$f_{z1}, f_{z2}$	Variáveis no subespaço $z1 - z2$ que podem representar corrente, tensão ou fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricas da máquina de seis fases segundo os eixos $z1 - z2$	
$f_\alpha, f_\beta$	Variáveis no subespaço $\alpha - \beta$ , que podem representar corrente, tensão ou fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricas da máquina de seis fases segundo os eixos $\alpha - \beta$	

Lista de Símbolos

$f_{\alpha 1}, f_{\beta 1}, f_{z 1}$	Variáveis no subespaço $\alpha - \beta$ , que podem representar corrente, tensão ou fluxo encadeado do primeiro conjunto dos enrolamentos estatóricos trifásicos da máquina de seis fases segundo os eixos $\alpha 1, \beta 1, z 1$ , respetivamente	
$h$	Representa a ordem do harmónico	
$I_{\alpha\beta s, 1}^-$	Amplitude da componente à frequência fundamental, correspondente à componente de sequência negativa das correntes estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases	A
$\underline{I}_{\alpha\beta s\_h, 1}^-, \underline{I}_{\alpha\beta s\_f, 1}^-$	Vetores da componente à frequência fundamental, correspondentes à componente de sequência negativa das correntes estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases, para a situação da máquina sem e com avaria, respetivamente	A
$\underline{I}_{\alpha\beta s\_h, 1}^+$	Vetor da componente à frequência fundamental, correspondente à componente de sequência positiva das correntes estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases, para situação da máquina sem avaria	A
$\dot{\mathbf{i}}_s^{abc}$	Vetor das correntes dos enrolamentos estatóricos em coordenadas de fase da máquina de seis fases	A
$\dot{\mathbf{i}}_s^{dq}$	Vetor no referencial rotórico das correntes dos enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases	A
$i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}$	Correntes em coordenadas de fase do primeiro conjunto de enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases	A
$i_{a1f}$	Corrente que percorre a parte defeituosa dos enrolamentos estatóricos da fase $a_1$	A
$I_{cc}$	Amplitude da corrente de curto-circuito	A
$i_{cc}$	Corrente de curto-circuito instantânea	A
$I_n$	Corrente nominal da máquina de seis fases	A

Lista de Símbolos

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Componentes das correntes estatóricas segundo os eixos $\alpha - \beta$ , respetivamente	A
$i_{\alpha s,2}, i_{\beta s,2}$	Componentes da componente à frequência $2f_s$ das correntes estatóricas segundo os eixos $\alpha - \beta$ , respetivamente	A
$i_{\alpha\beta s,2}$	Componente à frequência $2f_s$ do módulo do Vetor de Park	A
$i_{ds}, i_{qs}$	Componentes das correntes estatóricas segundo os eixos $d - q$ , respetivamente	A
$i_{x's}, i_{y's}$	Componentes das correntes estatóricas segundo os eixos $x' - y'$ , respetivamente	A
$\mathbf{J}$	Matriz auxiliar $\mathbf{J}$ definida pela equação 2.10	
$k$	Número inteiro relativo.	
$K_{wl}$	Fator de enrolamento	
$\mathbf{L}_s^{dq}$	Vetor no referencial rotórico, das indutâncias dos enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases	H
$L_{a1h}, L_{a1f}$	Indutâncias das partes saudável e defeituosa do enrolamento da fase $a_1$ , respetivamente	H
$L_{dq}$	Indutâncias da máquina no subespaço $d - q$	H
$L_s$	Indutância dos enrolamentos estatóricos	H
$L_{x'y'}$	Indutâncias da máquina no subespaço $x' - y'$	H
$L_{z1'z2'}$	Indutâncias da máquina no subespaço $z1' - z2'$	H
$N_{cc}$	Número de espiras em curto-circuito	
$N_t$	Número total de espiras por fase da máquina de seis fases	
N1, N2	Ponto neutro do primeiro e segundo conjunto de enrolamentos estatóricos trifásicos, respetivamente, da máquina de seis fases	

Lista de Símbolos

$n$	Velocidade de rotação do rotor	rpm
$P_n$	Potência nominal da máquina de seis fases	W
$P_{\alpha\beta s,2}$	Amplitude da componente à frequência $2f_s$ , correspondente à potência ativa estatórica no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases	W
$\underline{P}_{\alpha\beta s\_h,2}, \underline{P}_{\alpha\beta s\_f,2}$	Vetores da componente à frequência $2f_s$ , correspondentes à potência ativa estatórica no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases, para situação da máquina sem e com avaria, respetivamente	W
$p$	Número de pares de polos da máquina de seis fases.	
$p_s$	Potência ativa estatórica instantânea total da máquina	W
$p_{\alpha\beta s}$	Potência ativa estatórica instantânea no subespaço $\alpha - \beta$	W
$Q_s$	Ranhuras do estator	
$Q_{\alpha\beta s,2}$	Amplitude da componente à frequência $2f_s$ , correspondente à potência reativa estatórica no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases	VAr
$\underline{Q}_{\alpha\beta s\_h,2}, \underline{Q}_{\alpha\beta s\_f,2}$	Vetores da componente à frequência $2f_s$ , correspondentes à potência reativa estatórica no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis, fases, para situação da máquina sem e com avaria, respetivamente	VAr
$q$	Número de ranhuras / polo / fase	
$q_s$	Potência reativa estatórica instantânea total	VAr
$q_{\alpha\beta s}$	Potência reativa estatórica instantânea no subespaço $\alpha - \beta$	VAr
$R_{alh}, R_{alf}$	Resistência da máquina das partes saudável e defeituosa do enrolamento da fase $a1$ , respetivamente	$\Omega$
$R_{cc}$	Resistência externa de curto-circuito	$\Omega$
$\mathbf{R}_s$	Matriz de resistências dos enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases	$\Omega$

Lista de Símbolos

$R_s$	Resistência dos enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases	$\Omega$
$S_b$	Definida como sendo a potência aparente nominal	VA
$T$	Matriz auxiliar de transformação	
$T_s$	Período de amostragem	s
$T_{dq}(\theta_r)$	Matriz de transformação $d - q$ dupla	
$t_e$	Binário eletromagnético instantâneo	N.m
$T_n$	Binário nominal da máquina de seis fases	N.m
$T_p(\theta_r)$	Matriz de Transformação de Park	
$T_{rot,6 \times 6}(\theta_r)$	Matriz de rotação	
$T_{VSD}$	Matriz de transformação da decomposição no espaço vetorial.	
$\mathbf{u}_s^{abc}$	Vetor das tensões dos enrolamentos estatóricos em coordenadas de fase da máquina de seis fases	V
$\mathbf{u}_s^{dq}$	Vetor no referencial rotórico das tensões dos enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases	V
$U_{\alpha\beta s,1}^-$	Amplitude da componente à frequência fundamental, correspondente à componente de sequência negativa das tensões estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases	V
$\underline{U}_{\alpha\beta s\_h,1}^-, \underline{U}_{\alpha\beta s\_f,1}^-$	Vetores da componente à frequência fundamental, correspondentes à componente de sequência negativa das tensões estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$ da máquina de seis fases, para situação da máquina sem e com avaria, respetivamente	V
$\underline{U}_{\alpha\beta s\_h,1}^+$	Vetor da componente à frequência fundamental, correspondente à componente de sequência positiva das tensões estatóricas da máquina de seis fases, no subespaço $\alpha - \beta$ , para situação da máquina sem avaria	V

*Lista de Símbolos*

$U_n$	Tensão nominal da máquina de seis fases	V
$U_{n1n2,1}$	Amplitude da componente à frequência fundamental da tensão entre os dois neutros	V
$\underline{U}_{n1n2\_h,1}, \underline{U}_{n1n2\_f,1}$	Vetores da componente à frequência fundamental, da tensão entre os dois neutros da máquina de seis fases para situação da máquina sem e com avaria, respetivamente	V
$u_a, u_f, u_{fa}$	Correspondem respetivamente, a tensão de campo, tensão da armadura e tensão induzida total da bobina de prova	V
$u_{a1}, u_{b1}, u_{c1}$	Tensões em coordenadas de fase do primeiro conjunto de enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases	V
$u_{cc}$	Tensão de curto-circuito	V
$u_{ds}, u_{qs}$	Componentes das tensões estatóricas segundo os eixos $d - q$ , respetivamente	V
$u_{n1n2}$	Tensão entre os dois neutros	V
$u_{xs}, u_{ys}$	Componentes das tensões estatóricas segundo os eixos $x - y$ , respetivamente	V
$u_{\alpha s}, u_{\beta s}$	Componentes das tensões estatóricas segundo os eixos $\alpha - \beta$ , respetivamente	V
$\underline{u}_{\alpha\beta s}$	Tensões estatóricas no subespaço $\alpha - \beta$	V
$\nu$	Número ímpar	
$z1 - z2$	Subespaço $z1 - z2$	
$\alpha$	Deslocamento elétrico entre os 2 conjuntos de enrolamentos estatóricos trifásicos da máquina	rad
$\alpha_f$	Fase da variável $f_\alpha$	
$\beta_f$	Fase da variável $f_\beta$	
$\Delta$	Relativo a variação da grandeza	
$\eta$	Rendimento da máquina de seis fases	

## Lista de Símbolos

$\theta_r$	Posição angular elétrica do rotor.	rad
$\mu$	Rácio do número de espiras em curto-circuito	
$\tau_c$	Passo da bobina	
$\Psi_{PM}^{dq}$	Vetor no referencial rotórico do fluxo criado pelos ímanes permanentes do rotor da máquina de seis fases.	Wb
$\Psi_{PM}$	Fluxo dos ímanes permanentes	Wb
$\Psi_{ds}, \Psi_{qs}$	Componentes do fluxo magnético criado pelos PMs segundo os eixos $d - q$ , respetivamente	Wb
$\omega_r$	Velocidade angular elétrica de rotação do rotor	rad/s
1N, 2N	Enrolamentos estáticos da máquina de seis fases com os neutros de cada conjunto dos enrolamentos trifásicos ligados e isolados, respetivamente	

## Índice e Expoentes

'	Relativo ao referencial rotórico
$a_2, b_2, c_2; d_2 - q_2; d_2, q_2, z'_2; \alpha_2, \beta_2, z_2$	Relativo ao segundo conjunto de enrolamentos trifásicos da máquina
$xy$	Relativo ao vetor com as componentes de uma grandeza estática segundo os eixos $x - y$

## Lista de Abreviaturas

ADC	<i>Digital Analog Converter</i> – Conversor analógico digital
BEMF	<i>Back electromotive force</i> – Força contraeletromotriz
CUSUM	<i>Cumulative Sum</i> – Soma cumulativa
EPVA	<i>Extended Park's Vector Approach</i>
DC	<i>Direct Current</i> – Corrente contínua
FEA	<i>Finit Element Analysis</i> – Análise de elementos finitos
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> – Transformada Rápida de Fourier
FP	Fator de potência
FS	Fator de severidade
HF	<i>High Frequency</i> – Alta frequência
HRC	<i>High Resistance Connection</i> – Ligação com resistência elevada
IA	Inteligência artificial
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i> – Comissão Eletrotécnica Internacional
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i> – Transístor bipolar de porta isolada
IM	<i>Induction Machine</i> – Motor de indução
IPMSM	<i>Interior Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor síncrono de ímanes permanentes colocados no interior do rotor
MIT	Máquina de indução trifásica
MMF	Força magnetomotriz
M-PMSM	<i>Multiphase- Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor síncrono de ímanes permanentes multifásico
NSSC	<i>Negative Sequence Component of the Current</i> – Componente de sequência negativa da corrente

*Lista de Abreviaturas*

ONU	Organização das Nações Unidas
PCC	<i>Predictive Current Control</i> – Controlo preditivo de corrente
PM	<i>Permanent Magnet</i> – Ímanes permanentes
PMSG	<i>Permanent Magnet Synchronous Generator</i> – Gerador síncrono de ímanes permanentes
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor síncrono de ímanes Permanentes
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – Modulação por largura de impulso
SPMSM	<i>Surface Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor síncrono de ímanes permanentes colocados na superfície do rotor
SRM	<i>Reluctance Synchronous Motor</i> – Motor síncrono de relutância
VEV	Variador eletrónico de velocidade
ZVSC	<i>Voltage Zero Sequence Component</i> – Componente de sequência nula da tensão

# Capítulo 1

## Introdução

Neste capítulo são apresentados o enquadramento, a motivação, os objetivos da presente dissertação bem como uma breve descrição sobre os fundamentos dos PMSMs de seis fases.

### 1.1 Enquadramento e Motivação

Desde a invenção do primeiro motor elétrico de corrente contínua (DC) prático por Z.T. Gramme em 1873 e da máquina de corrente alternada por Nikola Tesla em 1888, e também com os avanços dos estudos nas áreas dos materiais de ímanes permanentes (PMs) bem como o desenvolvimento dos semicondutores de potência, foram desenvolvidos vários tipos de motores elétricos com diferentes princípios operacionais e características, estando alguns destes tipos de motores destacados na Tabela 1.1, [1]–[3]. Na tentativa de minimizar as correntes nominais por fase devido à limitação da capacidade dos circuitos de proteção limitadores de corrente, surge a ideia de utilizar dois conjuntos de enrolamentos trifásicos ao invés de um, surgindo assim as máquinas multifásicas de seis fases isto no final da década de 1920 [4], [5]. Embora os acionamentos elétricos a velocidade variável com base na utilização de máquinas multifásicas remontem ao final dos anos 1960, foi somente em meados da década de 1990 que os acionamentos multifásicos se tornaram concorrentes sérios para várias aplicações [6]. Entre estes acionamentos podemos destacar aqueles que se baseiam em máquinas síncronas multifásicas com ímanes permanentes no rotor [7]. Atualmente os motores síncronos de ímanes permanentes (PMSMs) multifásicos (M-PMSM) estão a ser adotados em várias aplicações industriais, nomeadamente nas áreas aeroespacial, sistemas de conversão de energia eólica, sistemas de transporte de última geração (metros e veículos elétricos e/ou híbridos), sector militar e em sistemas de assistência médica, devido às suas características de alta densidade de potência e excelente desempenho dinâmico [8], [9], por comparação a outros tipos de motores elétricos [10], [11]. De acordo com [6], [12], os PMSMs de seis fases (6-PMSMs) em comparação com os seus congéneres trifásicos (3-PMSM) apresentam: binário eletromagnético com menor oscilação, força magnetomotriz (MMF) com menor distorção harmónica, maior capacidade de tolerância a falhas, maior eficiência e menor corrente/tensão nominal por fase para mesma potência.

Tabela 1.1 – Avaliação qualitativa entre o motor síncrono de ímã permanente (PMSM) e outros tipos de motores nomeadamente, motor DC, motor de indução (IM) e motor síncrono de relutância (SRM) [2], [3].

	<b>Motor DC</b>	<b>IM</b>	<b>PMSM</b>	<b>SRM</b>	<b>Símbolo</b>	<b>Significado</b>
Densidade de potência	⊖⊖	⊖	⊕⊕	⊖	⊕⊕	Muito bom
Eficiência	⊖	⊕	⊕⊕	⊕	⊕	Bom
Custo	⊕	⊕⊕	⊖	⊕	⊖	Neutro
Fiabilidade	⊖	⊕⊕	⊖	⊕	⊖	Mau
Maturidade técnica	⊕	⊕	⊖	⊖	⊖⊖	Muito mau
Controlabilidade e custo do sistema de controlo	⊕⊕	⊖	⊕	⊖		

No âmbito das problemáticas globais relacionadas com a emissão de gases de efeito estufa, e a necessidade crescente de integração massiva de recursos sustentáveis, os M-PMSMs demonstram que contribuem para os três principais pilares da sustentabilidade estabelecidos pela Organização das Nações Unidas (ONU) (Figura 1.1) por serem ecológicos, e por suas aplicações contribuírem de forma eficiente para o desenvolvimento económico e social [13].

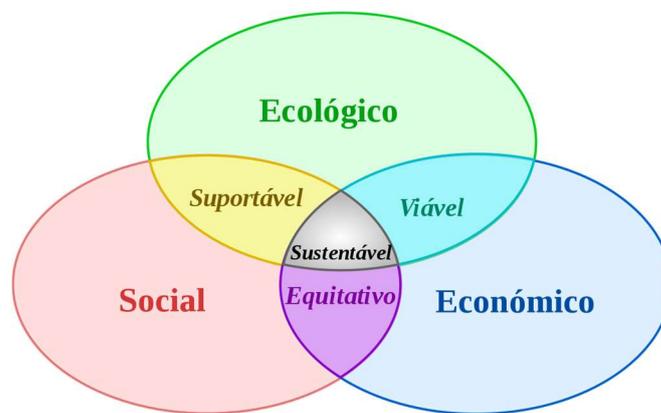


Figura 1.1 – Pilares da sustentabilidade segundo a ONU [13], [14].

Assim, é de extrema importância estudar os tipos de avarias que podem afetar o correto funcionamento destas máquinas bem como os seus métodos de diagnóstico para que funcionem da forma mais eficiente possível, minimizando as perdas de energia e estendendo a sua vida útil, a fim de garantir uma operação de alto desempenho e de maneira a maximizar o lucro dessa tecnologia [15], [16].

Na Figura 1.2 observa-se que o estator é o segundo componente dos PMSMs com maior distribuição de avarias, com cerca de 37% do total das avarias que podem ocorrer nessas máquinas [15]. Entre as avarias que podem ocorrer no estator, os curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos são os mais sensíveis e críticos nos PMSMs [17], e correspondem a cerca de 21% do total das avarias nessas máquinas [10]. Se elas não forem diagnosticadas a tempo podem expandir-se muito rapidamente e originar consequências muito graves para a máquina [10].

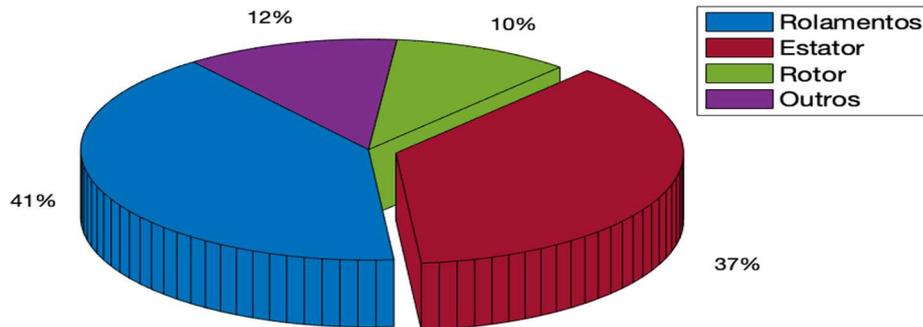


Figura 1.2 – Distribuição das avarias pelos vários componentes de um PMSM<sup>1</sup> [15], [18].

Felizmente essas avarias manifestam-se em grandezas elétricas como corrente, tensão, potência, entre outras [10], [15]. Entretanto, apesar de já existirem alguns trabalhos na literatura que tenham relatado sobre métodos de diagnóstico que utilizam estas grandezas para analisar os efeitos dessas avarias em acionamentos elétricos baseados em máquinas multifásicas, poucos estudos publicados abordaram esses métodos especificamente para PMSMs de seis fases com os ímãs permanentes (PMs) colocados à superfície do rotor (6-SPMSMs) e controlados com uma estratégia de controlo preditivo, tal como podemos verificar na Tabela 2.2 de resumo sobre os métodos de diagnóstico existentes na literatura atual, quanto a verificabilidade experimental dos mesmos em PMSM de seis fases no processo de diagnóstico dessas avarias. Neste contexto, é útil propor e verificar de forma experimental alguns dos métodos já existentes na literatura de maneira a validá-los, e se necessário, também propor novos métodos de diagnóstico para estas máquinas.

<sup>1</sup> PMSM em português significa motor síncrono de ímãs permanentes.

## **1.2 Objetivos da Dissertação**

O objetivo primordial desta dissertação é o de propor métodos de diagnóstico de avarias de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos para os SPMSMs de seis fases funcionando como motor e gerador, a fim de testar e validá-los experimentalmente e verificando se são viáveis ou não na deteção dessas avarias. Estes métodos estão descritos no Capítulo 3 desta dissertação. A proposta destes métodos surge por duas razões: primeira pela necessidade de analisar as consequências introduzidas por essas avarias nas diversas grandezas que caracterizam o funcionamento da máquina, com destaque naquelas que são baseadas nos sinais de correntes e tensões de alimentação dos PMSMs no subespaço  $\alpha - \beta$ , nos sinais da tensão entre os dois neutros bem como nos sinais de potências ativa e reativa no subespaço  $\alpha - \beta$ ; segunda pelo facto de que de acordo com a literatura atual, embora já existam evidências experimentais destes métodos, os métodos propostos nesta dissertação ainda não foram testados e/ou validados especificamente em SPMSMs de seis fases, o que torna ainda mais interessante os objetivos desta dissertação no sentido de engrandecer a literatura. O presente trabalho envolveu as seguintes tarefas:

- Identificação dos métodos de diagnóstico de avarias de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos dos PMSMs multifásicos existentes na literatura.
- Co-simulação do protótipo de um SPMSM de seis fases sem e com avaria, funcionando como motor e gerador através de uma ferramenta de análise de elementos finitos (FEA) para então adquirir resultados de simulação e assim validar através desses resultados os métodos propostos nesta dissertação.
- Montagem laboratorial para realização de ensaios experimentais e validação experimental dos métodos de diagnóstico propostos.
- Comparação dos métodos propostos através dos resultados obtidos por simulação e experimentalmente, por forma a identificar o método que é mais sensível na deteção de avarias de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos da referida máquina, nos dois modos de funcionamento da mesma (como motor e gerador).

### 1.3 Fundamentos sobre PMSMs de Seis Fases

Os PMSMs são uma evolução das máquinas síncronas clássicas, sendo que eles utilizam ímanes permanentes no rotor para criar fluxo de excitação em detrimento dos enrolamentos de excitação utilizados nas máquinas síncronas clássicas. Assim, em comparação com as máquinas síncronas clássicas, os PMSMs apresentam as seguintes vantagens: rotor mais compacto e com menor inércia, menores perdas totais por efeito de Joule, elevada densidade de fluxo magnético no entreferro, entre outras [19]. O nome síncrono nestas máquinas deve-se ao facto de a velocidade angular elétrica do rotor estar em sincronismo com a velocidade do campo girante estático. Nestas máquinas, a relação entre a frequência da componente à frequência fundamental da tensão de alimentação ( $f_s$ ) e a velocidade de rotação do rotor em rpm ( $n$ ) é dada pela Equação 1.1:

$$n = \frac{60f_s}{p}, \quad (1.1)$$

onde  $p$  é o número de pares de polos da máquina.

O princípio de funcionamento do PMSM é semelhante quando a máquina funciona como gerador (PMSG<sup>2</sup>) com a diferença de que para o funcionamento como gerador é necessário que a carga desenvolva um binário que acione o PMSM fazendo com que a corrente que circula no estator tenha sentido inverso e portanto é expectável que o fluxo de potências gerado pela máquina tenha também sentido inverso quando esta funciona como gerador [20]. Na Figura 1.3, podemos observar uma possível representação dos principais tipos de rotor de um PMSM quanto à colocação dos PMs [21], [22].

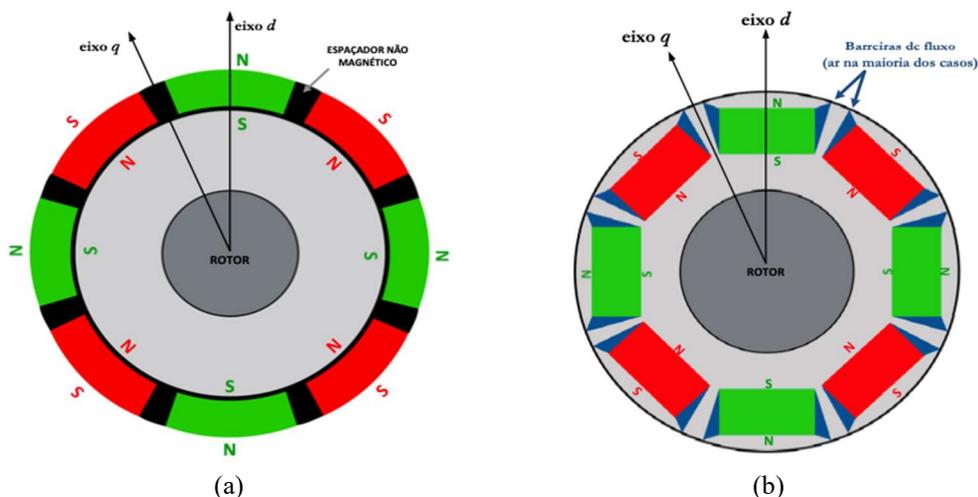


Figura 1.3 – Diferentes configurações de PMSMs [23]: (a) SPMSM; (b) IPMSM.

<sup>2</sup> PMSG em português significa gerador síncrono de ímanes permanentes.

O PMSM utilizado nesta dissertação tem os PMs colocados à superfície do rotor (SPMSM). As suas características em relação aos PMSMs de PMs colocados no interior do rotor (IPMSM) são uma maior densidade de fluxo magnético no entreferro, inexistência de binário de relutância e menos robustez quando este funciona a velocidades acima da velocidade de sincronismo [21], [22]. O PMSM de seis fases utilizado nesta dissertação tem os dois neutros relativos aos dois conjuntos de enrolamentos estatóricos trifásicos isolados (2N), tal como mostra a Figura 1.4 [24]. Os dois neutros isolados permitem evitar a circulação de correntes de sequência nula entre os dois pontos neutros. A ausência destas correntes torna a controlabilidade mais simples em comparação com os dois neutros ligados (1N) [12] e em caso de avarias garante o funcionamento normal do conjunto de enrolamentos sem avarias quando houver a necessidade de desativar o conjunto de enrolamentos com avarias [25]. Na literatura, para as máquinas hexafásicas existem duas configurações possíveis para os enrolamentos estatóricos que são função do desfasamento elétrico dos dois conjuntos de enrolamentos estatóricos; caso este desfasamento seja de  $\frac{\pi}{6}$  rad, designa-se por configuração assimétrica ( Figura 1.4 (a) ) e se for de  $\frac{\pi}{3}$  rad, designa-se por configuração simétrica ( Figura 1.4 (b) ) [26]. Em [27] é demonstrado que no caso dos PMSMs de seis fases com os dois neutros isolados, a configuração assimétrica é a mais utilizada na literatura e também é utilizada nesta dissertação por permitir uma melhor distribuição de fluxo magnético no entreferro, uma melhor utilização da tensão do barramento DC [28], [29], uma redução das perdas no rotor bem como uma diminuição da distorção harmónica da força magnetomotriz (MMF), permitindo ainda eliminar harmónicos de ordem  $6v$  no binário eletromagnético da máquina ( $v = 1,3,5,\dots$ ) [30]. Para qualquer uma das configurações dos enrolamentos assimétrica ou simétrica, ligar os pontos neutros ou isolá-los pode afetar não apenas o controlador como também o modelo matemático da máquina [25].

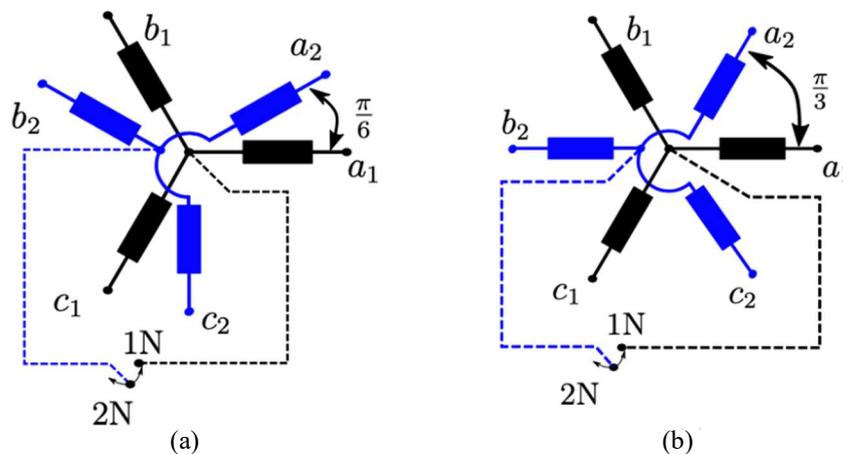


Figura 1.4 – Configuração dos enrolamentos estatóricos do 6-PMSM [26]: (a) assimétrica; (b) simétrica.

# Capítulo 2

## Estado da Arte sobre Métodos de Diagnóstico de Avarias em PMSMs

Neste capítulo é apresentado o modelo dinâmico de um SPMSM e é feita uma breve apresentação do estado da arte sobre métodos de diagnóstico de avarias de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos de um PMSM de seis fases.

### 2.1 Breve Introdução

Para o estudo teórico e prático de um acionamento elétrico geralmente é necessário a descrição do modelo matemático que se adequa à máquina. Usualmente para as máquinas elétricas multifásicas, os modelos matemáticos baseiam-se na teoria generalizada das máquinas elétricas que permite transformar uma máquina elétrica, noutra máquina elétrica equivalente, simplificando o processo de análise.

Em 1929, Robert H. Park, através do artigo [31], introduziu um novo modelo para análise de máquinas elétricas que ficou conhecido como transformada de Park e esta é definida pela Equação 2.1 da seguinte forma:

$$T_p(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

onde  $\theta_r$  é a posição angular elétrica do rotor.

Em [32], foi proposto pela primeira vez uma transformação  $d - q$  dupla que pode ser utilizada nos PMSMs de seis fases e é descrita pela Equação 2.2 como sendo:

$$\mathbf{T}_{dq}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_p(\theta_r) & \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_p(\theta_r - \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

onde  $\mathbf{T}_p(\theta_r)$  é a matriz de transformação de Park definida pela Equação 2.1. Esta transformação dupla considera de forma independente cada conjunto trifásico de enrolamentos estatóricos, mapeando as variáveis de produção de fluxo e de binário no subespaço  $d_1 - q_1$  para o primeiro conjunto de enrolamentos e  $d_2 - q_2$  para o segundo conjunto.

Considerando que o vetor  $\mathbf{f}^{abc} = [f_{a1} \ f_{b1} \ f_{c1} \ f_{a2} \ f_{b2} \ f_{c2}]^T$  pode representar as variáveis de tensão, corrente ou fluxo encadeado dos dois conjuntos de enrolamentos estatóricos em coordenadas de fase, ao aplicar a transformada  $\mathbf{T}_{dq}(\theta_r)$  conforme a Equação 2.3, temos que:

$$\begin{bmatrix} f_{d1} & f_{q1} & f_{z1} & f_{d2} & f_{q2} & f_{z2} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{dq}(\theta_r) \mathbf{f}^{abc}. \quad (2.3)$$

Aplicando a transformada  $\mathbf{T}_{dq}(\theta_r)$  no referencial estacionário ( $\theta_r = 0 \text{ rad}$ ) conforme a Equação 2.4, tem-se que:

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha 1} & f_{\beta 1} & f_{z1} & f_{\alpha 2} & f_{\beta 2} & f_{z2} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{dq}(\theta_r = 0) \mathbf{f}^{abc}. \quad (2.4)$$

No artigo [33], publicado por Edith Clarke em 1938, foi apresentado um sistema de transformação que em sua homenagem passou a ser denominada como transformada de Clarke. Mais tarde foi proposta em [34] a generalização desta transformada para máquinas hexafásicas conhecida como transformação VSD<sup>3</sup>. Esta transformada é diferente da transformada  $\mathbf{T}_{dq}(\theta_r)$ , e não trata de forma independente os dois conjuntos trifásicos de enrolamentos estatóricos, permitindo a separação das variáveis responsáveis pela produção de fluxo e binário das outras variáveis, num referencial estacionário. A transformada VSD pode ser definida através da Equação 2.5 da seguinte forma:

---

<sup>3</sup> VSD em português significa decomposição no espaço vetorial.

$$\mathbf{T}_{VSD} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Assim, com a aplicação da  $\mathbf{T}_{VSD}$  conforme a Equação 2.6, obtém-se o seguinte:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha & f_\beta & f_x & f_y & f_{z1} & f_{z2} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{VSD} \mathbf{f}^{abc}. \quad (2.6)$$

A transformada de Park generalizada a máquinas hexafásicas é definida pelo produto da matriz  $\mathbf{T}_{rot,6 \times 6}(\theta_r)$  que é dada por:

$$\mathbf{T}_{rot,6 \times 6}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

pela matriz de transformação  $\mathbf{T}_{VSD}$  (definida pela Equação 2.5), sua aplicação é conforme a Equação 2.8:

$$\begin{bmatrix} f_d & f_q & f_{x'} & f_{y'} & f_{z'1} & f_{z'2} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{rot,6 \times 6}(\theta_r) \mathbf{T}_{VSD} \mathbf{f}^{abc}. \quad (2.8)$$

## 2.2 Modelo Matemático de um SPMSM de Seis Fases Saudável<sup>4</sup>

No estado saudável da máquina, o modelo dinâmico de um SPMSM de seis fases no referencial rotórico é dado por [12], [35]:

$$\mathbf{u}_s^{dq} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s^{dq} + \mathbf{L}_s^{dq} \frac{d\mathbf{i}_s^{dq}}{dt} + \omega_r \mathbf{J} \mathbf{L}_s^{dq} \mathbf{i}_s^{dq} + \omega_r \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{PM}^{dq}, \quad (2.9)$$

onde  $\omega_r$  é a velocidade angular elétrica de rotação do rotor e as variáveis  $\mathbf{u}_s^{dq}$ ,  $\mathbf{i}_s^{dq}$ ,  $\boldsymbol{\psi}_{PM}^{dq}$  são os vetores estatóricos no referencial rotórico correspondentes a tensão, corrente e fluxo criado pelos PMs, respectivamente.  $\mathbf{R}_s = R_s \mathbf{I}_6$  é a matriz das resistências dos enrolamentos estatóricos,  $R_s$  é resistência dos enrolamentos estatóricos,  $\mathbf{I}_6$  é a matriz identidade  $6 \times 6$ .

A matriz das indutâncias é dada por:  $\mathbf{L}_s^{dq} = \text{diag}\{L_{dq}, L_{dq}, L_{x'y'}, L_{x'y'}, L_{z1'z2'}, L_{z1'z2'}\}$ ,

onde  $L_{dq}$ ,  $L_{x'y'}$  e  $L_{z1'z2'}$  são indutâncias dos enrolamentos estatóricos da máquina nos subespaços  $d-q$ ,  $x'-y'$  e  $z1'-z2'$ , respectivamente. A matriz  $\mathbf{J}$  é definida da seguinte forma:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Sendo  $\mathbf{u}_s^{abc}$  e  $\mathbf{i}_s^{abc}$  os vetores estatóricos das tensões e correntes em coordenadas de fase, respectivamente; as potências ativa e reativa estatóricas instantâneas total do SPMSM de seis fases com os dois neutros isolados (onde as correntes no subespaço  $z1'-z2'$  são nulas [28]) são dadas respectivamente pelas Equações 2.11 e 2.12, [12], [36].

$$p_s = (\mathbf{u}_s^{abc})^T \mathbf{i}_s^{abc} = (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{u}_s^{dq})^T (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_s^{dq}) = 3(u_{ds} i_{ds} + u_{qs} i_{qs} + u_{x's} i_{x's} + u_{y's} i_{y's}) \quad (2.11)$$

$$q_s = (\mathbf{u}_s^{abc})^T \times \mathbf{i}_s^{abc} = (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{u}_s^{dq})^T \times (\mathbf{T}^{-1} \mathbf{i}_s^{dq}) = 3(u_{ds} i_{qs} - u_{qs} i_{ds} + u_{x's} i_{y's} - u_{y's} i_{x's}), \quad (2.12)$$

onde  $\mathbf{T} = \mathbf{T}_{rot,6 \times 6}(\theta_r) \mathbf{T}_{VSD}$ . As tensões  $u_{ds}$ ,  $u_{qs}$ ,  $u_{x's}$ ,  $u_{y's}$  são respectivamente as componentes das tensões estatóricas segundo os eixos  $d-q$  e  $x'-y'$ . As correntes  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{x's}$ ,  $i_{y's}$  são as componentes das correntes estatóricas segundo os eixos  $d-q$  e  $x'-y'$ , respectivamente.

<sup>4</sup> A palavra saudável nesta dissertação significa sem avarias.

O binário eletromagnético  $t_e$  do SPMSM de seis fases pode ser definido por [12]:

$$t_e = 3p(\psi_{ds}i_{qs} - \psi_{qs}i_{ds}), \quad (2.13)$$

onde  $\psi_{ds}$  e  $\psi_{qs}$  são as componentes do fluxo magnético criado pelos PMs segundo os eixos  $d - q$ , respetivamente.

A Figura 2.1 mostra que somente a componente à frequência fundamental e os harmónicos das correntes estatóricas de ordem  $h = 12v \pm 1$  (onde  $v = 1, 3, 5 \dots$ ) é que contribuem para a produção de fluxo e binário, sendo mapeados no subespaço  $\alpha - \beta$ , enquanto que os harmónicos das correntes estatóricas de ordem  $h = 6v \pm 1$ , os quais são mapeados no subespaço  $x - y$ , não contribuem para a produção de fluxo e binário [35]. No entanto tais harmónicos de corrente representam graus de liberdades adicionais para as máquinas hexafásicas, e podem ser utilizados para aumentar a capacidade de tolerancias a falhas [12], [30].

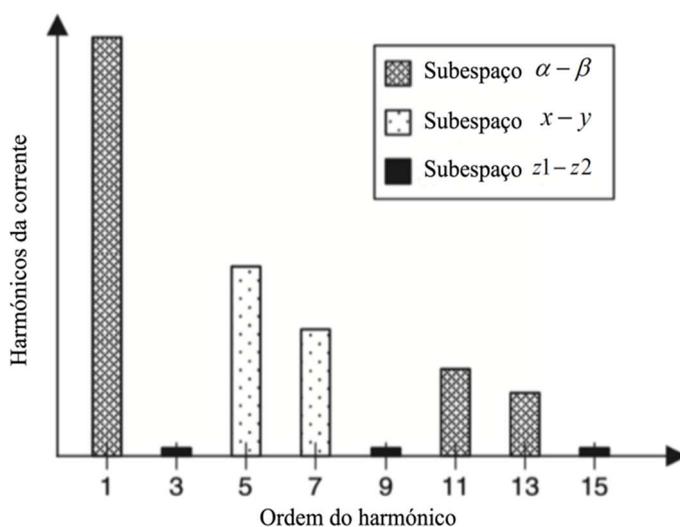


Figura 2.1 – Mapeamento dos harmónicos das correntes estatóricas para máquinas hexafásicas [28].

Para controlar o SPMSM de seis fases utilizou-se nesta dissertação uma estratégia de controlo preditivo de corrente (PCC), cujas vantagens em relação às estratégias clássicas são, um melhor desempenho dinâmico, flexibilidade na definição dos objetivos de controlo e fácil inclusão de restrições [37]. Esta estratégia garante, de forma independente, o controlo das correntes no subespaço  $d - q$  para controlar o fluxo e o binário da máquina, e a regulação das correntes no subespaço  $x' - y'$  por forma a compensar os harmónicos de baixa frequência da corrente no subespaço  $x' - y'$  causados pela assimetria da máquina, o efeito dos tempos mortos relativos à comutação dos semicondutores de potência dos inversores que alimentam a máquina

e os harmônicos da força contraeletromotriz (BEMF) criada pelos PMs, de modo a minimizar as perdas por efeito de Joule nas resistências estatóricas [12].

O subespaço  $x-y$  ou  $x'-y'$  são interessantes para ver os desequilíbrios da máquina porque quando a máquina apresenta simetria não deveria apresentar nenhuma informação, mas quando há qualquer assimetria, podemos ter algumas informações sobre tensões e correntes neste subespaço. Como a estratégia de controlo PCC compensa as correntes em  $x-y$ , fazendo com que a maior parte das informações sobre avarias sejam mapeadas no subespaço  $\alpha-\beta$ , nesta dissertação o subespaço  $x-y$  não será objeto de estudo. Uma vez que o SPMSM utilizado tem os dois neutros isolados, as tensões e correntes no subespaço  $z1-z2$  são nulas, pelo que este subespaço também não será usado para analisar os desequilíbrios da máquina.

## 2.3 Avarias em PMSMs

As avarias em PMSMs podem ser classificadas de acordo com o diagrama ilustrado na Figura 2.2 [15]<sup>5</sup>.

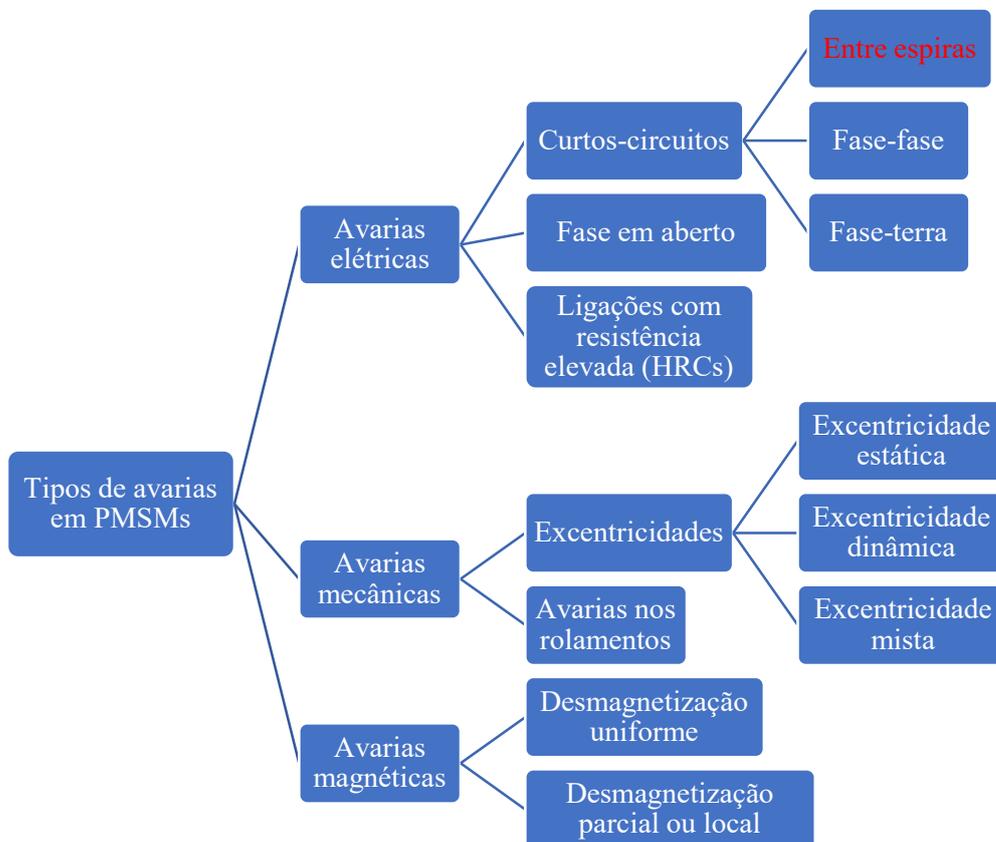


Figura 2.2 – Classificação das avarias em PMSMs [15].

### 2.3.1 Avarias Elétricas

De acordo com a Figura 2.2, as avarias elétricas em PMSMs (aquelas que ocorrem nos enrolamentos estatóricos) podem ser subdivididas em curtos-circuitos nos enrolamentos estatóricos, fase aberta, e ligações com resistência elevada, também chamados de HRCs (*High Resistance Connections*). Os curtos-circuitos podem ser definidos como o contacto direto entre espiras do mesmo enrolamento (curto-circuito entre espiras) ou entre espiras de enrolamentos de fases diferentes (curto-circuito fase-fase), ou ainda entre espiras do enrolamento de uma fase e a terra (curto-circuito fase-terra).

<sup>5</sup> No âmbito dos objetivos desta dissertação será feita apenas uma abordagem sobre as avarias elétricas. Ainda neste âmbito, relativamente aos métodos de diagnóstico das avarias elétricas em PMSMs, na Secção 2.4 serão apenas apresentados os métodos de diagnóstico específicos para avarias de curtos-circuitos entre espiras.

A fase aberta pode ser definida como o enrolamento de uma fase que não está ligado à fonte de alimentação. Os HRCs causam desequilíbrios de resistências e ocorrem quando a resistência do enrolamento de uma fase é aumentada devido a um mau contacto na caixa de terminais enquanto a sua reatância de fase não varia, por exemplo [15]. Os curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos (Figura 2.3) são as avarias de natureza elétrica mais recorrentes e constituem um problema especialmente mais grave em relação às outras avarias dessa natureza, pois estes tipos de avarias se não forem detetadas e eliminadas a curto prazo produzem a circulação de uma corrente de elevada intensidade (corrente de curto-circuito), conduzindo a uma sobrecarga térmica. Tal sobrecarga pode danificar ou queimar o sistema de isolamento dos enrolamentos e propagar-se rapidamente aos outros enrolamentos das outras fases o que pode causar novas avarias de fase em aberto, fase-fase ou fase-terra. Podem igualmente causar variações no binário eletromagnético, vibrações severas na carcaça da máquina, ruídos indesejáveis, [9], [38] ou ainda a desmagnetização irreversível dos PMs uma vez que a sobrecarga térmica causada por esta corrente de curto-circuito pode elevar a temperatura dos PMs para valores acima da sua temperatura de Curie [39]<sup>6</sup>.

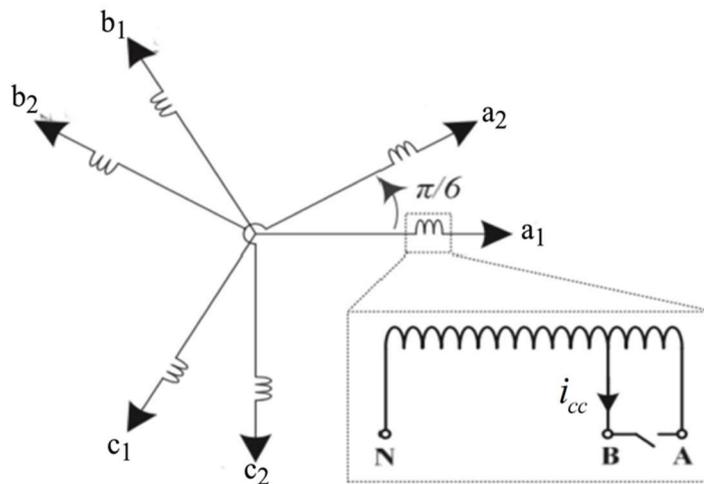


Figura 2.3<sup>7</sup> – Curto-circuito entre espiras<sup>8</sup> que ocorre quando são ligados os pontos A e B do enrolamento estatórico da fase  $a_1$  de um PMSM de seis fases com os dois neutros isolados na configuração assimétrica [40].

<sup>6</sup> Temperaturas acima da temperatura de Curie dos PMs podem produzir uma intensidade de campo magnético maior que a coercividade dos PMs o que provavelmente poderia originar uma desmagnetização permanentemente dos mesmos [39].

<sup>7</sup> Na Figura C.10 (b) em Anexo é apresentada uma fotografia real de um curto-circuito entre espiras nos enrolamentos estatóricos de um motor elétrico.

<sup>8</sup> A expressão curto-circuito entre espiras pela natureza construtiva dos PMSMs, refere-se especificamente a curto-circuito entre espiras nos enrolamentos estatóricos.

### 2.3.2 Causas das Avarias Elétricas nos PMSMs

Assim como qualquer outro tipo de avaria nos PMSMs, as avarias elétricas podem resultar da interação de diversos mecanismos internos ou externos à máquina ou ainda por um defeito de fabrico. Estes mecanismos podem sujeitar os enrolamentos estatóricos da máquina à fadiga de natureza mecânica, elétrica e ambiental, tal como mostra a Figura 2.4 [39].

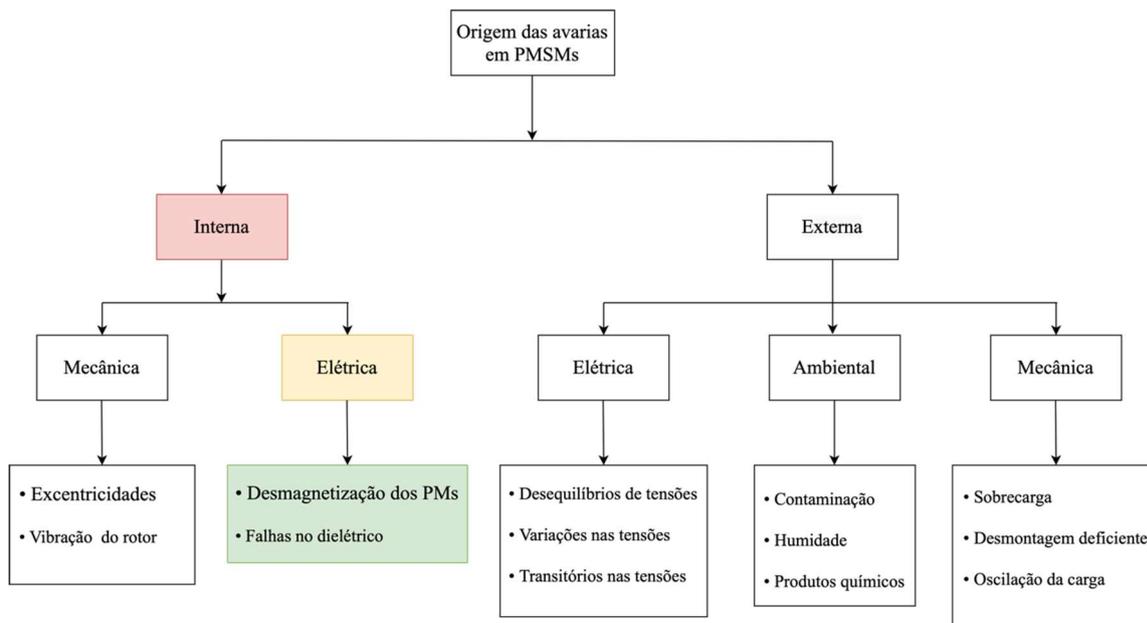


Figura 2.4 – Origem das avarias elétricas nos PMSMs [39].

Do diagrama da Figura 2.4 temos que [9], [15], [39], [41], [42]:

- a) **Desmagnetização dos PMs:** A desmagnetização numa região do polo magnético (parcial) ou em todo o polo magnético (uniforme) podem levar ao aumento de vibrações na carcaça da máquina que podem dar origem a sobrecargas térmicas, reduzindo assim a vida útil do sistema de isolamento dos enrolamentos;
- b) **Falhas no dielétrico:** Podemos destacar o defeito ou envelhecimento do isolamento dos enrolamentos e os esforços dielétricos. O envelhecimento natural do isolamento dos enrolamentos constitui um fator de degradação das propriedades dielétricas, físicas, e mecânicas do sistema de isolamento e este fator é normalmente acelerado quando a temperatura de funcionamento dos enrolamentos é ultrapassada, o que leva também a uma diminuição da vida útil dos materiais isolantes utilizados no sistema de isolamento. Os esforços dielétricos estão associados ao facto de a vida útil do sistema de isolamento diminuir em função do aumento do esforço resultante da necessidade dos materiais isolantes garantirem um isolamento elétrico adequado;

- c) **Desequilíbrios de tensões:** Podemos destacar as sobrecargas térmicas causadas pelos desequilíbrios no sistema de tensões de alimentação, que podem causar um aumento muito significativo na temperatura dos enrolamentos, diminuindo assim a vida útil dos mesmos;
- d) **Variações nas tensões de alimentação da máquina:** Podemos destacar a redução da vida útil dos enrolamentos devido às sobrecargas térmicas que surgem quando a máquina é alimentada por tensões (sobretensões ou subtensões) fora da gama de tensões que garante o funcionamento da máquina em modo satisfatório;
- e) **Fenómenos transitórios nas tensões de alimentação:** Reduzem a vida útil dos enrolamentos quando a máquina está sujeita a fenómenos transitórios de curta duração nas tensões de alimentação, fenómenos estes que podem ser causados por vários fatores como por exemplo, o uso de variadores eletrónicos de velocidade (VEVs), a atuação de fusíveis limitadores de corrente, descargas atmosféricas na linha de alimentação da máquina, operações de manobra das aparelhagens de proteção ligada ao barramento de alimentação da máquina, ligações deficientes da máquina à terra, entre outros;
- f) **Fatores ambientais:** Redução da vida útil do sistema de isolamento dos enrolamentos por agentes contaminantes, humidade, produtos químicos, poeiras etc;
- g) **Esforços mecânicos:** Redução da vida útil do sistema de isolamento dos enrolamentos devido ao aumento da temperatura provocado por fatores tais como as excentricidades, vibração do rotor, sobrecargas, desmontagem deficiente, oscilação da carga, ventilação obstruída, danos nos rolamentos da máquina, entre outros.

## 2.4 Métodos de Diagnóstico de Curtos-Circuitos Entre Espiras<sup>9</sup>

Nesta secção são apresentados os métodos existentes na literatura atual utilizados para efeitos de diagnóstico de avarias de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos de um PMSM [43].<sup>10</sup>

---

<sup>9</sup> Na Secção 2.4 os métodos não serão explicados de forma detalhada, sendo feita para cada método uma breve descrição do seu procedimento; as vantagens e desvantagens dos métodos são apresentadas na Tabela 2.3. No Capítulo 3 os métodos propostos serão descritos com mais detalhe.

<sup>10</sup> Nesta dissertação um indicador de curtos-circuitos entre espiras é definido como sendo qualquer quantidade ou grandeza que sinaliza a presença dessas avarias.

## 2.4.1 Análise das Correntes Estatóricas

### 2.4.1.1 Análise Espectral das Correntes Estatóricas<sup>11</sup> (M1)

Os curtos-circuitos entre espiras levam a uma assimetria dos enrolamentos da máquina e conseqüentemente geram novas componentes espectrais nas correntes estatóricas [44]. Essas novas componentes são indicadores de curtos-circuitos entre espiras e seguem o padrão de frequências conforme a equação seguinte [9], [10]:

$$f_{ISC} = \left( v \pm \frac{2k+1}{p} \right) f_s, \quad (2.14)$$

onde  $v = 1, 3$  e  $k$  é um número inteiro relativo ( $k \in \mathbf{Z}$ )<sup>12</sup>.

### 2.4.1.2 Análise do Vetor de Park (M2)

Em condições ideais<sup>13</sup>, nas situações em que a máquina está saudável, ela apresenta simetria, sendo que a representação do Vetor de Park das correntes de alimentação num referencial estatórico nessas condições conduz ao aparecimento de uma figura similar a uma circunferência que degenera numa figura elíptica quando existem curtos-circuitos entre espiras [45], sendo este facto usado no processo de diagnóstico dessas avarias. Em [46] foi proposto um método denominado EPVA<sup>14</sup> que utiliza a componente à frequência  $2f_s$  do módulo do Vetor de Park ( $i_{\alpha\beta,2}$ ) como indicador adequado dessas avarias, sendo este definido pela seguinte equação:

$$i_{\alpha\beta,2} = \sqrt{i_{\alpha s,2}^2 + i_{\beta s,2}^2}, \quad (2.15)$$

onde  $i_{\alpha s,2}$ ,  $i_{\beta s,2}$  são as componentes da componente à frequência  $2f_s$  das correntes estatóricas segundo os eixos  $\alpha - \beta$ , respetivamente.

<sup>11</sup> Nesta dissertação correntes estatóricas referem-se às correntes elétricas de alimentação da máquina.

<sup>12</sup> De acordo com [10],  $v=1$  para tensão de alimentação sinusoidal.

<sup>13</sup> Nesta dissertação a expressão condições ideais significa que o sistema de tensões de alimentação é perfeitamente equilibrado e que não existe qualquer tipo de assimetria na máquina no seu estado saudável.

<sup>14</sup> Extended Park's Vector Approach.

### 2.4.1.3 Análise do *Ripple* PWM das Correntes Estatóricas (M3)

Este método explora o facto de que as componentes de alta frequência (HF) das correntes estatóricas, geradas pelas tensões PWM do inversor, que alimentam a máquina, são inversamente proporcionais às indutâncias dos enrolamentos estatóricos da máquina. Os curtos-circuitos entre espiras causam mudanças no valor dessas indutâncias, o que conseqüentemente pode provocar variação no *ripple* das tais componentes. Os valores eficazes dessas componentes são medidos e comparados entre todas as fases para efeitos de diagnóstico dessas avarias tal como observado em [47].

### 2.4.1.4 Análise da Componente de Sequência Negativa das Correntes Estatóricas (M4)

De acordo com este método [10], quando a máquina apresenta curtos-circuitos entre espiras há um desequilíbrio nas correntes estatóricas o que gera na mesma corrente uma componente de sequência negativa (NSCC) que em situações ideais indicaria a presença dessas avarias. Em [48], a variação da amplitude da componente à frequência fundamental da NSCC é utilizada para deteção dessas avarias.

## 2.4.2 Análise das Tensões Estatóricas

### 2.4.2.1 Análise da Tensão da Bobina de Prova (M5)

Para efeitos de diagnóstico de curtos-circuitos entre espiras mede-se a tensão da bobina de prova<sup>15</sup> baseando-se nas suas componentes de campo e armadura, conforme a Equação 2.16, dada por [10]:

$$u_{fa} = u_f + u_a, \quad (2.16)$$

onde  $u_f$ ,  $u_a$  e  $u_{fa}$  são as tensões de campo, da armadura e induzida total da bobina de prova, respetivamente. As referidas avarias introduzem variações no diagrama polar da componente à frequência fundamental da tensão induzida total da bobina de prova sendo este facto utilizado para efeitos de diagnóstico dessas avarias [10].

---

<sup>15</sup> A bobina de prova é uma bobina auxiliar normalmente instalada interiormente à máquina para detetar anomalias no campo magnético no entreferro da máquina causados neste caso por curtos-circuitos entre espiras, [40].

### 2.4.2.2 Análise Espectral do Vetor Espacial das Tensões Estatóricas<sup>16</sup> nos Subespaços $\alpha - \beta$ e $x - y$ (M6)

Com base neste método, em condições ideais, os vetores espaciais das tensões estatóricas nos subespaços  $\alpha - \beta$  ( $\underline{u}_{\alpha\beta s}$ ) e  $x - y$  ( $\underline{u}_{xy s}$ ) dados respetivamente por [10]:

$$\underline{u}_{\alpha\beta s} = u_{\alpha s} + ju_{\beta s} \quad (2.17)$$

$$\underline{u}_{xy s} = u_{xs} + ju_{ys}, \quad (2.18)$$

onde as tensões  $u_{\alpha s}$ ,  $u_{\beta s}$ ,  $u_{xs}$ ,  $u_{ys}$  são as componentes das tensões estatóricas segundo os eixos  $\alpha - \beta$  e  $x - y$ , respetivamente. Estes vetores apresentam apenas uma componente direta na situação saudável. No entanto, na ocorrência de avarias em particular de curtos-circuitos entre espiras teremos uma assimetria entre os enrolamentos estatóricos da máquina, o que levará ao aparecimento de uma componente de sequência negativa<sup>17</sup> nessas tensões. De acordo com este método é expectável observar que as amplitudes da componente espectral de  $\underline{u}_{\alpha\beta s}$  à frequência  $-f_s$  e de  $\underline{u}_{xy s}$  à frequência  $-3f_s$ , são indicadores independentes de curtos-circuitos entre espiras [10], [49], por essas avarias introduzirem variações nessas componentes espectrais.

### 2.4.2.3 Análise Espectral do Produto Vetorial entre Vetores Espaciais das Tensões Estatóricas nos Subespaços $\alpha - \beta$ e $x - y$ (M7)

Este método foi proposto em [7] e baseia-se no uso do vetor  $\underline{D}$  definido pela Equação 2.19 como sendo:

$$\underline{D} = \underline{u}_{\alpha\beta s} \times \underline{u}_{xy s}. \quad (2.19)$$

De acordo com o método, da análise espectral deste vetor resulta que as amplitudes da sua componente DC ( $D_{dc}$ ) e da sua componente à frequência  $2f_s$  ( $D_2$ ) são indicadores de curtos-circuitos entre espiras [7], [10], [44], por essas avarias introduzirem variações nessas componentes espectrais.

<sup>16</sup> As tensões estatóricas referem-se às tensões elétricas de alimentação da máquina.

<sup>17</sup> Nesta dissertação, os harmónicos das componentes de sequência negativa de uma dada grandeza são representados através de frequências negativas enquanto os harmónicos da componente de sequência positiva são representados através de frequências positivas.

#### 2.4.2.4 Análise Espectral da Componente de Sequência Nula das Tensões Estatóricas (M8)

Segundo este método, em condições ideais e com a máquina saudável, a soma algébrica das componentes fundamentais das tensões de cada fase é igual a zero e a componente de sequência nula da tensão (ZVSC), possuirá apenas a componente à frequência  $3f_s$  e seus múltiplos ímpares, devido aos harmônicos de ordem ímpar da indução criada pelos PMs. Porém, no caso de ocorrer curtos-circuitos entre espiras, todas as componentes espectrais ímpares estarão presentes nesta tensão [50], [51]. As tais componentes podem ser utilizadas como indicadores dessas avarias, [10], [16], [52], sendo a componente à frequência fundamental a mais utilizada.

#### 2.4.3 Análise Espectral das Potências Ativa e Reativa (M9)

De acordo com este método [53], em condições ideais a soma das potências elétricas ativa e reativa instantâneas absorvidas pelas fases da máquina é uma constante, no entanto, quando ocorre um curto-circuito entre espiras, surge nessas potências uma componente espectral à frequência  $2f_s$  que segundo [53] pode ser usada como um indicador dessa avaria.

#### 2.4.4 Análise Espectral do Binário Eletromagnético (M10)

Um outro método é a análise espectral da amplitude da componente à frequência  $2f_s$  do binário eletromagnético. Em condições ideais segundo [10], a presença de curtos-circuitos entre espiras causa o aparecimento desta componente no espectro do referido binário, sendo esse facto usado para efeitos de diagnóstico.

#### 2.4.5 Análise Espectral do Fluxo Magnético Axial (M11)

Os curtos-circuitos entre espiras provocam assimetrias nos circuitos elétricos e magnéticos da máquina, portanto, é expectável que na ocorrência destas avarias apareçam novas componentes espectrais no fluxo magnético axial. De acordo com [10], essas novas componentes espectrais (indicadores de avaria) seguem o seguinte padrão de frequências:

$$f_{B,axial} = \left( v \pm \frac{k}{p} \right) f_s. \quad (2.20)$$

#### 2.4.6 Análise de Parâmetros da Máquina (M12)

Este método baseia-se na análise dos parâmetros elétricos e/ou magnéticos que são estimados através de modelos matemáticos ou algoritmos. A detecção de curtos-circuitos entre espiras é baseada na comparação dos tais parâmetros da máquina estimados antes e após a ocorrência dessas avarias [10].

#### 2.4.7 Análise das Vibrações da Carcaça (M13)

De acordo com [44], em condições ideais os curtos-circuitos entre espiras criam componentes espectrais adicionais no espectro de vibrações (concretamente na velocidade de vibrações) segundo a direção tangencial da carcaça da máquina. Estas componentes espectrais adicionais que dos quais podemos destacar as componentes às frequências de  $2f_s$ ,  $4f_s$  e  $8f_s$  [38], são utilizadas como indicadores da presença dessas avarias [44].

#### 2.4.8 Análise Acústica (M14)

Na presença de curtos-circuitos entre espiras, através da análise acústica é possível notar um aumento da amplitude da potência sonora do ruído gerado pela referida avaria, sendo este facto utilizado para efeitos de diagnóstico dessas avarias. É relevante referir que o ruído gerado possui padrões diferentes para diferentes tipos de avarias permitindo assim a discriminação de vários tipos de avarias em PMSMs [54], [55].

#### 2.4.9 Métodos Baseados em Algoritmos de Decisão (M15)

A base destes métodos de diagnóstico consiste na utilização de um critério de decisão num algoritmo que deteta variações introduzidas pelas avarias nas propriedades dos sinais elétricos e/ou magnéticos da máquina [48]. Em [48] é proposto o algoritmo de decisão denominado CUSUM <sup>18</sup>(“*Cumulative Sum*”) para efeitos de diagnóstico de avarias de curtos-circuitos entre espiras.

---

<sup>18</sup> CUSUM é uma técnica estatística baseada em teste de hipótese sequencial utilizada normalmente para detetar variações.

### 2.4.10 Métodos Baseados em Inteligência Artificial (M16)

Estes métodos de diagnóstico utilizam ferramentas baseadas em inteligência artificial (IA) tais como, as redes neuronais, técnicas artificiais baseadas em lógica difusa ou combinação de redes neuronais com lógicas difusa, algoritmos genéticos, etc. [9], [56] de modo a extrair características inerentes aos sinais elétricos, mecânicos, e/ou magnéticos da máquina para efeito de diagnóstico de avarias. Para detecção de curto-circuito entre espiras as redes neuronais têm sido propostas mais frequentemente de acordo com a literatura [56].

## 2.5 Comparação dos Métodos de Diagnóstico

Existem muitos aspetos característicos para comparação e avaliação dos métodos de diagnóstico, no entanto nesta dissertação foram utilizados os descritos na Tabela 2.1 [10]. Além destas características os critérios para escolher o método adequado são baseados na sensibilidade do sinal face a um dado tipo de avaria, no efeito exclusivo do sinal em qualquer grau da avaria e na acessibilidade dos sensores apropriados para o sinal (qualidade e custo) [57].

Tabela 2.1 – Critérios para efeitos de comparação dos métodos de diagnóstico [10].

Sigla	Designação
C1	A alteração do nível de carga não perturba o método e sua fiabilidade
C2	A mudança de velocidade não perturba o método e sua fiabilidade
C3	A sensibilidade do método não é comprometida para avarias incipientes e/ou a baixas velocidades
C4	Não necessita de sensores adicionais
C5	O método é capaz de detetar a fase com avaria
C6	O método é capaz de detetar a severidade da avaria
C7	O método é capaz de distinguir diferentes tipos de avarias
C8	O método é executado em tempo real
C9	O método não é invasivo
C10	O método é robusto contra ruídos nos sinais medidos

Como podemos observar na Tabela 2.2, atualmente na literatura existem muito mais estudos referentes aos métodos de diagnóstico de curtos-circuitos entre espiras para os PMSMs trifásicos do que para os M-PMSMs. A escassez de referências de tais métodos para M-PMSMs

deve-se à sua novidade, embora existam alguns métodos aplicados aos PMSMs trifásicos que foram adaptados de forma viável aos multifásicos [10]. Os 16 métodos descritos na Secção 2.4 foram agrupados na Tabela 2.2. e são comparados na Tabela 2.3, [9], [58]. Os métodos marcados a azul na Tabela 2.2 são os métodos que foram selecionados para validação por simulação e experimental num SPMSM de seis fases. As razões da escolha destes métodos estão descritas na Secção 1.2.

Tabela 2.2 – Resumo dos métodos de diagnóstico.

Sinais	Método de Diagnóstico	Número de fases do PMSM onde foi validado experimentalmente	Referências
<b>Corrente</b>	M1	3	[9], [10], [31], [44], [57]
	M2	3	[45], [46]
	M3	5	[47]
	M4	3	[10], [48]
<b>Tensão</b>	M5	3	[10], [59]
	M6	5	[10], [49]
	M7	5	[7], [10], [44]
	M8	3,5	[10], [16], [50]–[52]
<b>Potência</b>	M9	3,9	[53]
<b>Binário</b>	M10	3	[10]
<b>Fluxo</b>	M11	3	[10], [44]
<b>Parâmetros da máquina</b>	M12	3	[10], [44]
<b>Vibrações</b>	M13	3	[38], [44], [54], [55]
<b>Acústica</b>	M14	3	[44], [54], [55], [60]
<b>Algoritmo de decisão</b>	M15	5	[48], [57]
<b>Inteligência artificial</b>	M16	3	[9], [56], [61]

Para a Tabela 2.3, o símbolo (+) representa sim e/ou vantagem, (-) representa não e/ou desvantagem e (\*) representa que de momento não foram encontrados estudos relacionados, assim, quanto mais sinais (+) o método tiver mais vantajoso é, de uma maneira geral. As letras  $M_i$  (com  $i=1, \dots, 16$ ) representam os métodos descritos na Secção 2.4.

Tabela 2.3 – Comparação dos 16 métodos de diagnóstico com base na Tabela 2.1 [9], [10], [58].

	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8	C9	C10
M1	-	-	+	+	-	+	+	+	+	-
M2	*	*	*	+	+	+	*	+	+	-
M3	*	*	+	+	+	+	-	+	+	-
M4	-	-	+	+	-	+	-	+	+	+
M5	+	+	+	-	+	+	+	+	-	+
M6	*	*	+	-	+	+	*	+	+	+
M7	+	+	+	-	-	+	+	+	+	+
M8	+	+	+	-	+	+	-	+	+	-
M9	+	+	+	+	+	+	-	+	+	-
M10	+	+	+	+	+	+	-	+	+	-
M11	-	-	+	-	+	+	-	+	+	-
M12	*	*	+	-	+/-	+	-	+	+	+
M13	-	-	*	-	-	+	+	+/-	-	-
M14	-	-	*	-	-	+	+	+/-	-	-
M15	+	+	+	+/-	+	+	+	+	+	+
M16	+	+	+	+/-	+	+	+	+	+	+

A Figura 2.5 mostra um resumo das potenciais desvantagens e vantagens dos métodos descritos na Tabela 2.3 com bases nos critérios estabelecidos na Tabela 2.1.

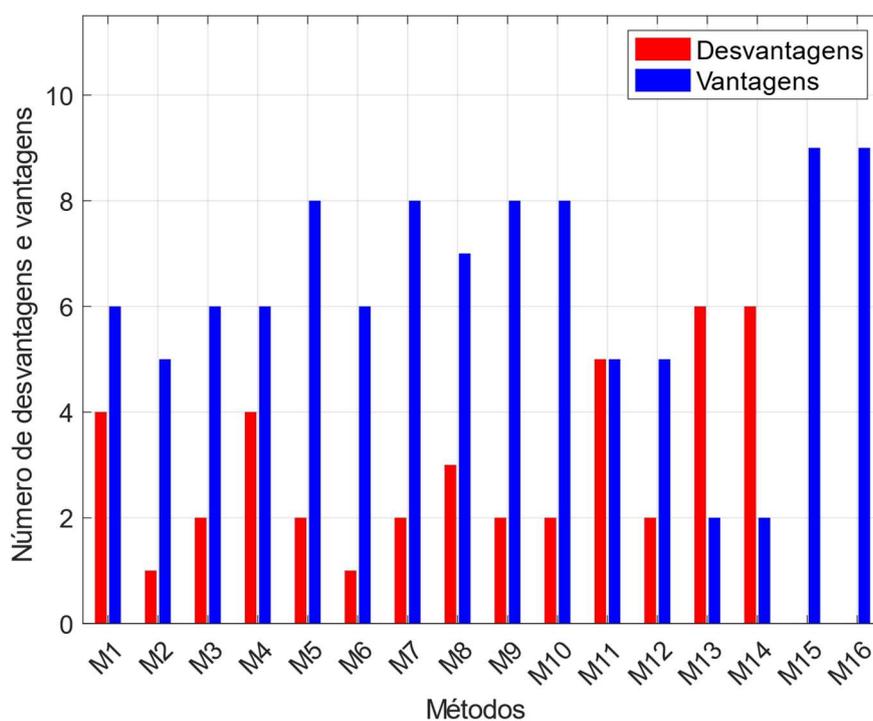


Figura 2.5 – Potenciais vantagens e desvantagens dos métodos de diagnóstico.

# Capítulo 3

## Diagnóstico e Análise de Curtos-Circuitos Entre Espiras em PMSMs

Neste capítulo, por forma a estudar os efeitos dos curtos-circuitos entre espiras nas diversas grandezas de um SPMSM de seis fases, são apresentados com mais detalhes os métodos de diagnóstico propostos nesta dissertação para posterior aplicação na análise dos resultados de simulação e experimentais que são apresentados nos Capítulos 4 e 5, respetivamente.

### 3.1 Breves Considerações sobre os Métodos de Diagnóstico

Na prática, para efeitos de estudos e validação dos métodos de diagnóstico na deteção de curto-circuito entre espiras, é recomendável não fazer um curto-circuito franco entre as espiras que se pretendem curto-circuitar (curto-circuito de resistência de contacto nula) sob o risco de originar uma corrente de curto-circuito ( $i_{cc}$ ) capaz de sobreaquecer a máquina de tal maneira que pode causar danos graves à mesma, tal como foi descrito na Secção 2.3. Assim, de maneira a limitar o valor dessa corrente e proteger os enrolamentos da máquina, é necessário usar uma resistência externa de curto-circuito ( $R_{cc}$ ) conforme mostra a Figura 3.1. A título de exemplo, na execução de curto-circuito entre espiras de acordo com a Figura 3.1, o enrolamento da fase  $a_1$  é dividido em duas partes que são designadas por parte saudável, que é percorrida pela corrente  $i_{a1}$ , e parte defeituosa que é percorrida pela corrente  $i_{a1f}$ . As correntes mencionadas anteriormente são relacionadas da seguinte forma:

$$i_{cc} = i_{a1} - i_{a1f}. \quad (3.1)$$

Na Figura 3.1, a tensão entre os dois neutros é representada por  $u_{n1n2}$ . A tensão na resistência externa de curto-circuito ( $u_{cc}$ ) é dada pela lei de Ohm por:

$$u_{cc} = R_{cc} i_{cc}. \quad (3.2)$$

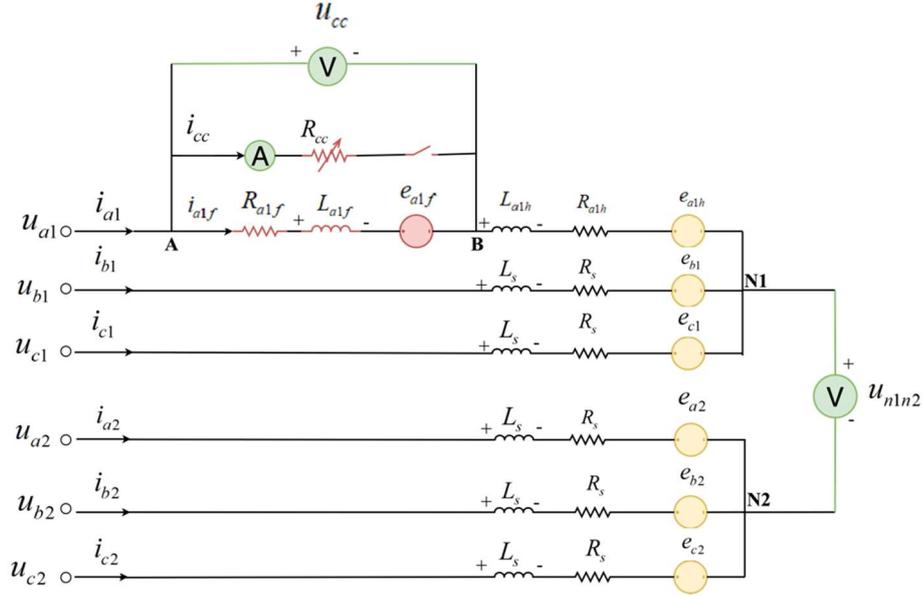


Figura 3.1 – Circuito equivalente de um SPMSM de seis fases com curto-circuito entre espiras na fase  $a_1$  <sup>19</sup>.

Considerando a Figura 3.1 e [62], [63], tem-se:

$$\begin{cases} \mu = \frac{N_{cc}}{N_t} \\ R_{a1f} = \mu R_s \\ R_{a1h} = (1 - \mu) R_s \end{cases}, \quad (3.3)$$

onde  $\mu$ ,  $N_{cc}$ ,  $N_t$ ,  $R_{a1h}$ ,  $R_{a1f}$ , são respetivamente, rácio do número de espiras em curto-circuito, número de espiras em curto-circuito, número total de espiras por fase, resistência da parte saudável do enrolamento estatórico da fase  $a_1$  e resistência da parte defeituosa do enrolamento estatórico da fase  $a_1$ .<sup>20</sup>

Os métodos de diagnóstico apresentados nas secções seguintes utilizam técnicas de processamento de sinal para extração de indicadores de avaria no sinal. O diagrama geral do processo de diagnóstico utilizado é apresentado na Figura 3.2. O sinal no domínio da frequência é obtido com auxílio da Transformada Rápida de Fourier (FFT).

<sup>19</sup> O curto-circuito entre espiras aqui apresentado é entre dois pontos pertencentes à mesma bobina da fase  $a_1$ , no entanto não é forçoso que os curtos-circuitos entre espiras estejam localizados na mesma bobina.

<sup>20</sup> O número total de espiras por fase é de 208.

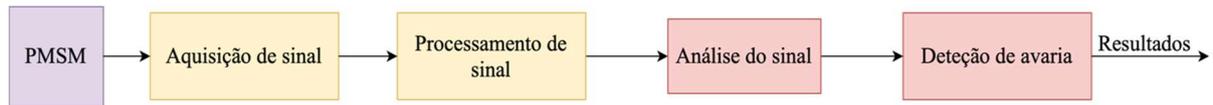


Figura 3.2 – Diagrama representativo geral do processo de diagnóstico de avaria [15].

Para os métodos baseados na análise das componentes simétricas, temos que a componente de sequência positiva ( $f_{-sp}$ ) e negativa ( $f_{-sn}$ ) das variáveis de correntes ou tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  são dadas pelas transformações de Fortescue através das Equações 3.4 e 3.5, dadas respetivamente por [15], [64]:

$$\underline{f}_{-sp} = \frac{f_{\alpha} e^{j\alpha_f} + jf_{\beta} e^{j\beta_f}}{2} \quad (3.4)$$

$$\underline{f}_{-sn} = \frac{f_{\alpha} e^{i\alpha_f} - jf_{\beta} e^{i\beta_f}}{2}, \quad (3.5)$$

onde  $f_{\alpha}$ ,  $f_{\beta}$  são variáveis no subespaço  $\alpha - \beta$  que podem representar corrente, tensão ou fluxo encadeado dos enrolamentos estatóricos da máquina de seis fases segundo os eixos  $\alpha - \beta$ .

### 3.2 Análise Espectral do Vetor Espacial das Correntes Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$

Este método foi apresentado na Secção 2.4.1.4 como análise da NSCC. É importante referir que devido ao facto de a corrente de curto-circuito apresentar uma componente à frequência fundamental de amplitude significativa e componentes espectrais ímpares tal como é apresentado na Figura 5.6, é expectável surgirem componentes ímpares nas correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  onde a amplitude da componente à frequência  $3f_s$  é aquela que apresenta maior variação devido a presença da avaria aqui estudada [65]. Entretanto, quando essas correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  são decompostas nas suas componentes simétricas, a maior variação de amplitude devido essa avaria é refletida na componente à frequência fundamental da componente de sequência negativa dessas correntes. Nesta dissertação o método baseia-se na análise desta componente à frequência fundamental por demonstrar ser um indicador de avaria de curto-circuito entre espiras pela consistência e sensibilidade quando comparado as amplitudes de outras componentes espectrais dessa mesma grandeza [10]. Este método apresenta muitas limitações isto porque mesmo na ausência de

avaria na máquina esta componente pode aparecer devido a fatores tais como, assimetrias residuais da máquina que podem ser em maior ou menor grau, sistema de tensões de alimentação imperfeitamente equilibrado, diferença nas resistências dos enrolamentos devido a variação de temperatura, etc, [10]. Devido a estes fatores surge a necessidade de desacoplar os efeitos destas avarias desses fatores, para tal subtrai-se do vetor da componente à frequência fundamental da NSCC no estado da máquina com avaria ( $\underline{I}_{\alpha\beta s\_f,1}^-$ ) o vetor da mesma componente com máquina no estado saudável ( $\underline{I}_{\alpha\beta s\_h,1}^-$ ). Ora, a componente de sequência negativa por si só não é suficiente para diagnosticar avarias [48], o que leva a necessidade de estabelecer um fator de severidade ( $FS$ )<sup>21</sup>, sendo este baseado nas componentes de sequência negativa e positiva e é definido pela Equação 3.6, da seguinte forma [48]:

$$FS_{I_{\alpha\beta s,1}^-}(pu) = \frac{\underline{I}_{\alpha\beta s\_f,1}^- - \underline{I}_{\alpha\beta s\_h,1}^-}{\underline{I}_{\alpha\beta s\_h,1}^+}, \quad (3.6)$$

onde,  $\underline{I}_{\alpha\beta s\_h,1}^+$  é o vetor da componente à frequência fundamental da componente de sequência positiva do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  na situação sem avaria.

Na Figura 3.3 é apresentado o diagrama representativo da implementação deste método, como podemos observar, depois de adquiridos os sinais das correntes estatóricas em coordenadas de fase no domínio do tempo, aplica-se a transformada  $T_{VSD}$  para obtermos então essas correntes no subespaço  $\alpha - \beta$ , com estas correntes faz-se a decomposição das mesmas nas suas componentes de sequência positiva e negativa através das Equações 3.4 e 3.5, respetivamente, de seguida aplica-se a FFT nestas componentes para efeitos de diagnóstico no domínio da frequência.

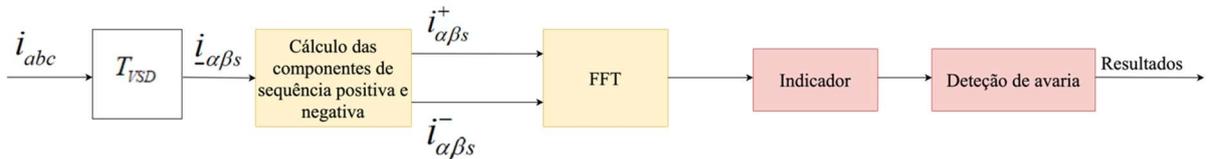


Figura 3.3 – Processo de diagnóstico baseado na análise do vetor espacial das correntes estatóricas em  $\alpha - \beta$ .

<sup>21</sup> Um fator de severidade é uma quantidade, habitualmente expressa em percentagem ou pu, capaz de dar uma indicação ou uma imagem quantitativa da extensão da avaria. Essa quantidade pode também ser entendida como sendo a normalização do indicador de avaria.

### 3.3 Análise das Tensões Estatóricas

#### 3.3.1 Análise Espectral do Vetor Espacial de Tensões Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$

Este método já foi apresentado na Secção 2.4.2.2. Nesta dissertação será analisada a amplitude da componente à frequência fundamental da componente de sequência negativa das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  uma vez que de acordo com os trabalhos [10], [49], observa-se que essa amplitude demonstra ser a mais adequada como indicador de curto-circuito entre espiras comparativamente às amplitudes de outras componentes espectrais, por ser mais consistente e sensível à presença dessas avarias na máquina. Todavia mesmo sem avaria na máquina, estas componentes de sequência negativa podem aparecer na prática devido ao facto de na realidade a máquina apresentar pequenas assimetrias residuais e de o sistema de tensões de alimentação não ser perfeitamente equilibrado, entre outros factos. Por forma a tornar intuitivo o processo de diagnóstico e também desacoplar os efeitos da avaria das assimetrias residuais inerentes ao motor e dos desequilíbrios do sistema de tensão de alimentação definiu-se tal como no método anterior, um fator de severidade da seguinte forma:

$$FS_{U_{\alpha\beta s,1}^-}(pu) = \frac{U_{\alpha\beta s\_f,1}^- - U_{\alpha\beta s\_h,1}^-}{U_{\alpha\beta s\_h,1}^+}, \quad (3.7)$$

onde  $U_{\alpha\beta s\_h,1}^-$ ,  $U_{\alpha\beta s\_f,1}^-$ , são respetivamente os vetores da componente à frequência fundamental da componente de sequência negativa do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , para situação sem e com avaria, respetivamente.  $U_{\alpha\beta s\_h,1}^+$  é o vetor da componente à frequência fundamental da componente de sequência positiva do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  na situação sem avaria. Na Figura 3.4 é apresentado o diagrama representativo da implementação deste método, como podemos observar, depois de adquiridos os sinais das tensões estatóricas em coordenadas de fase no domínio do tempo, aplica-se a transformada  $T_{VSD}$  para obtermos então essas tensões no subespaço  $\alpha - \beta$ , com estas tensões faz-se a decomposição das mesmas nas suas componentes de sequência positiva e negativa através das Equações 3.4 e 3.5, respetivamente, de seguida aplica-se a FFT nessas componentes para efeitos de diagnóstico no domínio da frequência.

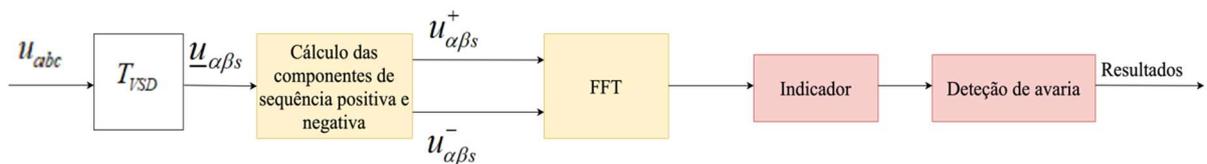


Figura 3.4 – Processo de diagnóstico baseado na análise do vetor espacial das tensões estatóricas em  $\alpha - \beta$ .

### 3.3.2 Análise Espectral da Tensão entre os dois Neutros

Este método que é baseado na análise de  $u_{n1n2}$ , foi descrito na Secção 2.4.2.4 como análise da ZVSC. A forma como  $u_{n1n2}$  é medida está ilustrada na Figura 3.1. De acordo com este método cada conjunto de enrolamentos estatóricos trifásicos da máquina de 6 fases devem sempre ser ligados em estrela e com neutro acessível o que pode constituir mais uma desvantagem além da necessidade de um sensor de tensão extra para medição da tensão entre os dois neutros [16], [50], [51]. Nesta dissertação será analisada a componente à frequência fundamental dessa grandeza que de acordo com o método é considerada a mais adequada na detecção de curtos-circuitos entre espiras por demonstrar maior sensibilidade e consistência [10], [52], [66]. Porém devido a fatores como pequenos desequilíbrios naturais a qualquer sistema de tensões de alimentação, aliados às assimetrias residuais inerentes à máquina, harmônicos espaciais e temporais, etc, esta componente à frequência fundamental assim como as outras componentes indicadores dessas avarias podem aparecer na prática mesmo com a máquina sem avaria. Para efeitos de diagnóstico, tal como nos métodos anteriores para desacoplar os efeitos das avarias de tais fatores definiu-se um fator de severidade com base nessa componente à frequência fundamental conforme a Equação 3.8, dada por:

$$FS_{\underline{U}_{n1n2,1}}(pu) = \frac{\underline{U}_{n1n2\_f,1} - \underline{U}_{n1n2\_h,1}}{\underline{U}_{\alpha\beta s\_h,1}^+}, \quad (3.8)$$

onde  $\underline{U}_{n1n2\_h,1}$ ,  $\underline{U}_{n1n2\_f,1}$ , são respetivamente vetores da componente à frequência fundamental da tensão entre os dois neutros para as situações sem e com avaria, respetivamente.

Este método é implementado conforme o diagrama apresentado na Figura 3.5 que mostra que depois de adquiridos o referido sinal da tensão entre os dois neutros no domínio do tempo, aplica-se a FFT para efeitos de diagnóstico no domínio da frequência.



Figura 3.5 – Processo de diagnóstico baseado na análise da tensão entre os dois neutros.

### 3.4 Análise Espectral das Potências Ativa e Reativa no Subespaço $\alpha - \beta$

Este método é apresentado na Secção 2.4.3. Nesta dissertação será feita análise da componente à frequência  $2f_s$  das potências ativa e reativa estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  por demonstrar ser um indicador adequado na detecção de curtos-circuitos. Todavia, na prática mesmo com a máquina sem avaria devido a fatores tais como os pequenos desequilíbrios inerentes ao sistema de tensões de alimentação, as assimetrias residuais da máquina e ao ruído inerente ao uso dos sensores de tensão e corrente, entre outros fatores, farão com que surja nas potências ativa e reativa instantâneas uma componente alternada à frequência  $2f_s$ , além de um conjunto de outras componentes adicionais, embora de amplitudes bastante pequenas complicando ainda mais a estratégia na detecção dessas avarias. Estes todos fatores tornam difícil a discriminação entre as tais avarias e as assimetrias devido a esses fatores [53]. Por forma a tornar o processo de diagnóstico preciso tal como foi feito nos outros métodos, definiu-se um fator de severidade baseado no vetor da componente à frequência  $2f_s$  para as potências ativa (Equação 3.9) e reativa (Equação 3.10).

$$\underline{FS}_{P_{\alpha\beta s,2}}(pu) = \frac{\underline{P}_{\alpha\beta s\_f,2} - \underline{P}_{\alpha\beta s\_h,2}}{S_b} \quad (3.9)$$

$$\underline{FS}_{Q_{\alpha\beta s,2}}(pu) = \frac{\underline{Q}_{\alpha\beta s\_f,2} - \underline{Q}_{\alpha\beta s\_h,2}}{S_b}, \quad (3.10)$$

onde  $\underline{P}_{\alpha\beta s\_h,2}$ ,  $\underline{P}_{\alpha\beta s\_f,2}$ , são respetivamente os vetores da componente à frequência  $2f_s$  da potência ativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$  para situação sem e com avaria.  $\underline{Q}_{\alpha\beta s\_h,2}$ ,  $\underline{Q}_{\alpha\beta s\_f,2}$ , são respetivamente os vetores da componente à frequência  $2f_s$  da potência reativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$  para situação sem e com avaria. A potência de base  $S_b$  é definida como sendo a amplitude da potência aparente nominal da máquina (extraída da chapa de característica da máquina) permite uma comparação quantitativa dos fatores de severidade das potências ativa e reativa na mesma base em pu. Na Figura 3.6 é apresentado o diagrama representativo da implementação deste método. Como podemos observar, depois de adquiridos os sinais de correntes e tensões estatóricas em coordenadas de fases no domínio do tempo, aplica-se a transformada  $T_{VSD}$  para obtermos então essas correntes e tensões no subespaço  $\alpha - \beta$ , posto isto, calcula-se as potências ativa e reativa estatóricas conforme as Equações 3.11 e 3.12, respetivamente, que são dadas por:

$$p_{\alpha\beta s} = 3(u_{\alpha s}i_{\alpha s} + u_{\beta s}i_{\beta s}) \quad (3.11)$$

$$q_{\alpha\beta s} = 3(u_{\alpha s}i_{\beta s} - u_{\beta s}i_{\alpha s}), \quad (3.12)$$

onde  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$ , são respectivamente as componentes das correntes estatóricas segundo os eixos  $\alpha - \beta$ . De seguida aplica-se a FFT nestes valores calculados para efeitos de diagnóstico no domínio da frequência.

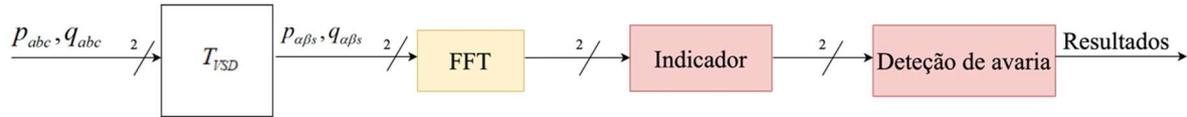


Figura 3.6 – Processo de diagnóstico baseado na análise das potências ativa e reativa estatóricas em  $\alpha - \beta$  [38].

# Capítulo 4

## Resultados de Simulação

Neste capítulo será feita uma discussão dos resultados de simulação para testar e validar a viabilidade dos métodos de diagnósticos selecionados no âmbito dos objetivos desta dissertação.

### 4.1 Breves Considerações sobre os Resultados de Simulação

Para validação computacional dos métodos apresentados no Capítulo 3 e de modo a confrontar os resultados experimentais que serão apresentados no Capítulo 5, foi utilizado um modelo de co-simulação 2D de elementos finitos do SPMSM de seis fases de 4 kW controlado por uma estratégia de controlo preditivo de corrente (PCC) proposta em [67], a qual foi programada em Matlab/Simulink, de maneira a adquirir os resultados de simulação nas seguintes condições<sup>22</sup>: funcionamento da máquina a 1500 rpm, carga nominal e 3 valores distintos de espiras em curto-circuito: 1 espira, 3 espiras e 7 espiras. Foi utilizado no modelo de co-simulação um período de amostragem de  $T_s = 125 \mu s$ . A Tabela A.1 em anexo apresenta os parâmetros da máquina utilizados no modelo computacional de co-simulação em elementos finitos. A Figura B.1 em anexo mostra a *interface* do modelo de co-simulação utilizado. Neste modelo computacional teve-se o cuidado de considerar um sistema de tensões de alimentação equilibrado assim como ausência de assimetrias residuais da máquina. Para execução dos curtos-circuitos entre espiras foi utilizada uma resistência externa de curto-circuito no valor de 1 m $\Omega$ , este valor devesse a tentativa de obter resultados de simulação que permitissem observar melhor os indicadores aqui analisados uma vez que na prática o referido valor poderia colocar a máquina em risco de danificação. Os resultados de simulação apresentados neste capítulo são fundamentais para avaliar o desempenho dos métodos e para validação dos resultados requeridos antes dos ensaios experimentais.

---

<sup>22</sup> Os resultados de simulação foram adquiridos apenas para velocidade do rotor (1500 rpm) e nível de carga (carga nominal), onde é mais notório o efeito dos curtos-circuitos entre espiras nos indicadores aqui estudados. Na prática, o  $N_{cc} = 7$  é o número máximo de espiras que se consegue curto-circuitar, tendo em conta o número de terminais de espiras acessíveis na máquina objeto de estudo. No modelo de co-simulação não se utilizou eletrónica de potência. As tensões estatóricas foram impostas com fontes de tensão, cujo valor é definido pelo sistema de controlo através das tensões de referências em coordenadas de fase.

Foi simulado 1 s de funcionamento da máquina<sup>23</sup> e estudou-se o comportamento da máquina sem e com avaria em regime permanente através da análise dos sinais medidos.

Na Tabela 4.1, são apresentados os resultados relativos as amplitudes dos indicadores de curtos-circuitos entre espiras apresentados nas Figuras 4.1 a 4.5. Nesta tabela as amplitudes dos indicadores  $I_{\alpha\beta s,1}^-$ ,  $U_{\alpha\beta s,1}^-$ ,  $U_{n1n2,1}$ ,  $P_{\alpha\beta s,2}$ ,  $Q_{\alpha\beta s,2}$  representam, amplitude da componente à frequência fundamental, correspondente à componente de sequência negativa das correntes estatóricas, no subespaço  $\alpha - \beta$ , amplitude da componente à frequência fundamental, correspondente à componente de sequência negativa das tensões estatóricas, no subespaço  $\alpha - \beta$ , amplitude da componente à frequência fundamental da tensão entre os dois neutros, amplitudes da componente à frequência  $2f_s$ , correspondentes às potências ativa e reativa estatóricas, no subespaço  $\alpha - \beta$ , respetivamente.

Tabela 4.1 – Evolução de  $I_{\alpha\beta s,1}^-$ ,  $U_{\alpha\beta s,1}^-$ ,  $U_{n1n2,1}$ ,  $P_{\alpha\beta s,2}$  e  $Q_{\alpha\beta s,2}$  em função do  $N_{cc}$  na fase  $a_1$ , obtida por resultados de simulação (carga nominal).<sup>24</sup>

$N_{cc}$		0		1		3		7	
$\mu(\%)$		0%		0.48%		1.44%		3.36%	
Modo de funcionamento		M	G	M	G	M	G	M	G
$n = 1500 \text{ rpm}$ ( $N_{cc} \neq 0 \Rightarrow R_{cc} = 1 \text{ m}\Omega$ )	$I_{\alpha\beta s,1}^- (mA)$	<b>0.130</b>	<b>0.126</b>	7.580	6.890	20.24	19.03	<b>39.50</b>	<b>23.88</b>
	$U_{\alpha\beta s,1}^- (V)$	<b>0.036</b>	<b>0.034</b>	2.028	1.848	6.239	5.915	<b>9.845</b>	<b>9.446</b>
	$U_{n1n2,1} (V)$	<b>0.072</b>	<b>0.070</b>	0.942	0.626	2.839	2.193	<b>5.625</b>	<b>4.672</b>
	$P_{\alpha\beta s,2} (W)$	<b>0.405</b>	<b>0.584</b>	17.30	23.23	41.50	91.24	<b>154.3</b>	<b>160.0</b>
	$Q_{\alpha\beta s,2} (Var)$	<b>0.619</b>	<b>0.380</b>	49.95	31.56	142.6	94.08	<b>199.8</b>	<b>136.9</b>

<sup>23</sup> Para ilustração dos resultados quer de simulação quer experimentais no domínio da frequência utilizou-se uma janela espectral de até 10 harmónicos uma vez que para os métodos de diagnóstico estudados no Capítulo 3, bastava analisar os indicadores dentro dessa janela espectral.

<sup>24</sup> Os modos de funcionamento M e G representam as condições de funcionamento da máquina como motor e gerador, respetivamente.

## 4.2 Análise Espectral do Vetor Espacial das Correntes Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$

Na Figura 4.1, observa-se que devido à presença de curtos-circuitos entre espiras, surge uma componente de sequência negativa nas correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , cuja amplitude de sua componente à frequência fundamental aumenta com o número de espiras em curto-circuito de forma consistente, o que demonstra que de facto esta componente é um indicador dessas avarias tal como descrito na Secção 3.2, validando assim o método<sup>25</sup>.

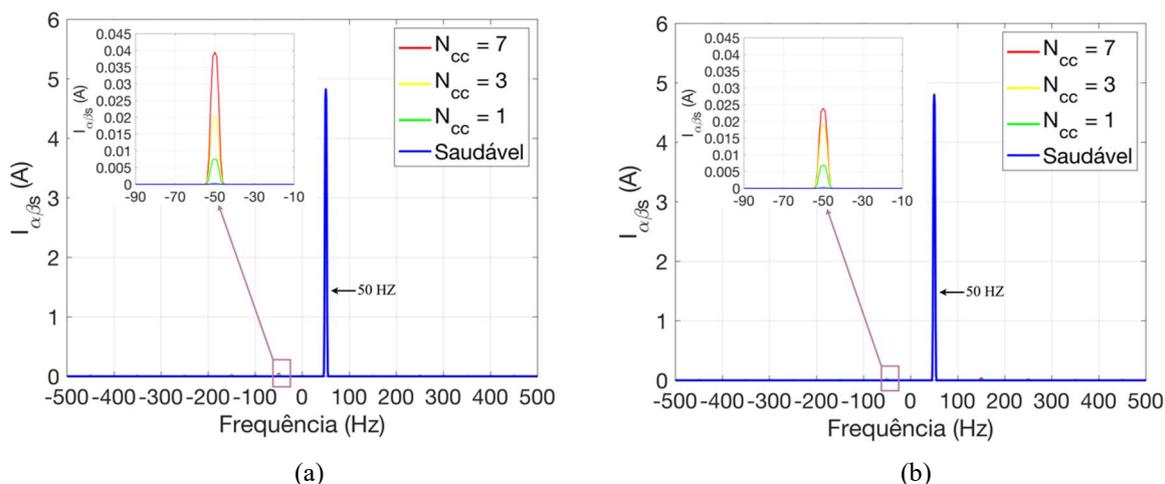


Figura 4.1 – Resultados de simulação da evolução do espectro das componentes simétricas do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

## 4.3 Análise das Tensões Estatóricas

### 4.3.1 Análise Espectral do Vetor Espacial das Tensões Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$

A Figura 4.2 mostra que a componente à frequência fundamental da componente de sequência negativa das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , é sensível à presença de curtos-circuitos entre espiras uma vez que a amplitude desta componente aumenta com o número de espiras em curto-circuito de forma consistente. Portanto estes resultados de simulação estão de acordo com o método descrito na Secção 3.3.1, validando assim o método.

<sup>25</sup> A comparação dos métodos apresentados no Capítulo 3 com base nos resultados de simulação e experimentais apresentados nos Capítulos 4 e 5, respetivamente, é articulada na Secção 5.6.

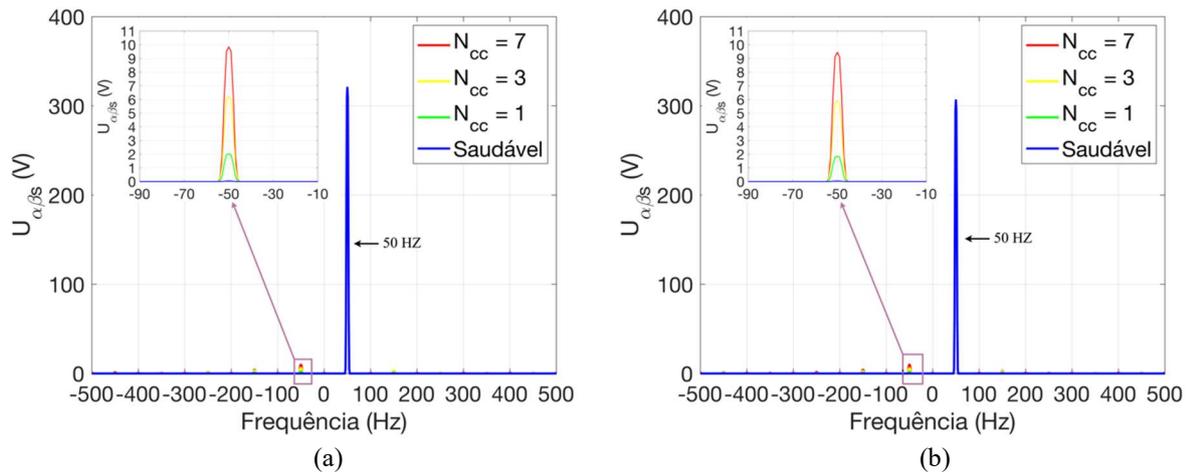


Figura 4.2 – Resultados de simulação da evolução do espectro das componentes simétricas do vetor espacial das tensões estáticas no subespaço  $\alpha-\beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

### 4.3.2 Análise Espectral da Tensão entre os dois Neutros

Os resultados da Figura 4.3 estão de acordo com o método descrito na Secção 3.3.2 provando que a componente à frequência fundamental do sinal da tensão entre os dois neutros é de facto um indicador de curtos-circuitos entre espiras uma vez que a sua amplitude aumenta com o número de espiras em curto-circuito de forma consistente. Podemos constatar ainda que quando a máquina está saudável a tensão entre os dois neutros apresenta um terceiro harmónico e seus múltiplos ímpares, devido aos harmónicos de ordem ímpar da indução criada pelos PMs.

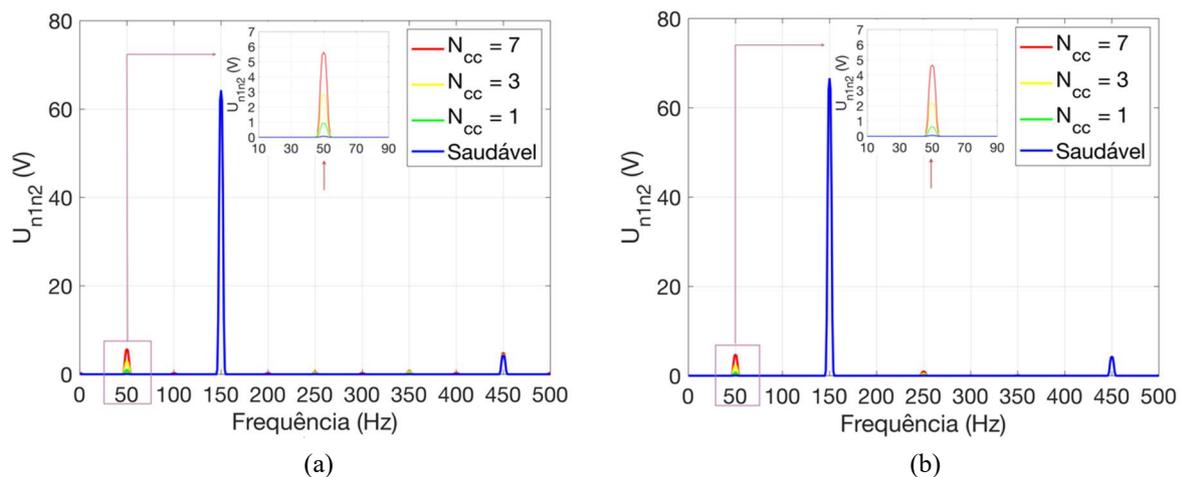


Figura 4.3 – Resultados de simulação da evolução do espectro da tensão entre os dois neutros, em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

#### 4.4 Análise Espectral das Potências Ativa e Reativa no Subespaço $\alpha - \beta$

Tal como foi descrito na Secção 3.4, de acordo com as Figuras 4.4 e 4.5, as potências ativa e reativa estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  com a máquina no estado saudável apresentam apenas a componente contínua, no entanto, a presença de curto-circuito entre espiras gera uma componente à frequência  $2f_s$  cuja amplitude aumenta com o número de espiras em curto-circuito, o que valida essa componente como um indicador de curtos-circuitos entre espiras.

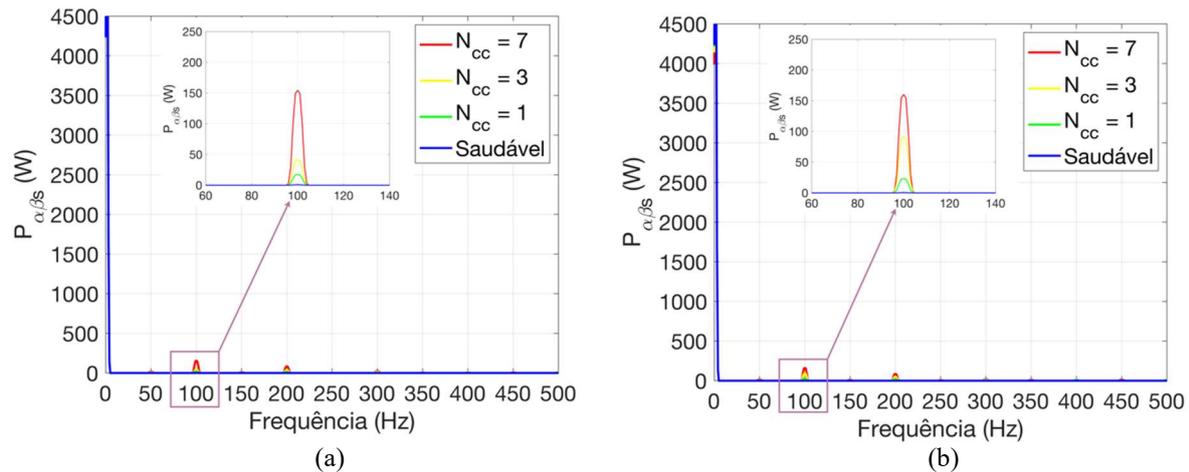


Figura 4.4 – Resultados de simulação da evolução do espectro da potência ativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

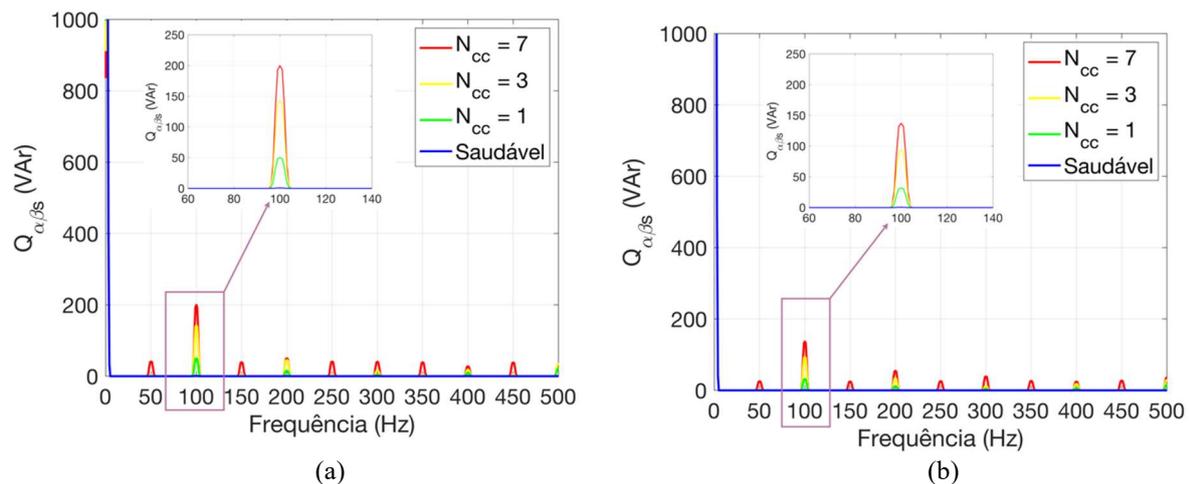


Figura 4.5 – Resultados de simulação da evolução do espectro da potência reativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

# Capítulo 5

## Resultados Experimentais

Este capítulo tem como principal objetivo validar a eficácia dos métodos propostos na deteção de curtos-circuitos entre espiras a partir dos resultados experimentais obtidos com o SPMSM de seis fases controlado através de uma estratégia de controlo preditivo de corrente e confrontar estes resultados com os resultados de simulação apresentados no Capítulo 4. No início deste capítulo é feita uma descrição dos principais constituintes do acionamento elétrico montado no laboratório e utilizado para realização de todos os ensaios experimentais.

### 5.1 Montagem Experimental

A bancada da montagem experimental descrita pelo diagrama representativo ilustrado na Figura 5.1 é apresentada nas Figuras C.1 e C.2 em Anexo. O diagrama da Figura 5.1 representa o acionamento elétrico objeto de estudo que é constituído por um motor síncrono de ímanes permanentes de seis fases com os PMs colocados à superfície do rotor (6-SPMSM) a ser controlado por uma estratégia de controlo PCC, a qual foi proposta em [67], dois inversores trifásicos idênticos constituídos por 6 IGBTs, um retificador trifásico de díodos que alimenta os dois inversores através de um barramento DC sendo este ligado a dois condensadores em serie, um autotransformador que é ligado a um sistema de tensões de alimentação trifásica através de interruptores, um circuito de isolamento, um circuito para medição e acondicionamento de sinais, um motor de indução trifásico (MIT) acoplado mecanicamente ao 6-SPMSM através de um veio, sendo que este motor tem a função de produzir um binário de carga controlado e é alimentado por um variador eletrónico de velocidade (VEV) para poder controlar a velocidade do mesmo, por fim temos ainda a destacar no acionamento uma plataforma de controlo dSPACE DS1103. A necessidade de dois inversores devesse ao facto de termos dois conjuntos trifásicos de enrolamentos estatóricos. Os dois condensadores em serie ligados ao barramento DC têm a função de filtrar os *ripples* da tensão no referido barramento. Este barramento inclui ainda uma resistência de carga de  $48.5 \Omega$  que dissipa potência enviada pela máquina quando a mesma funciona como gerador. O autotransformador através do sistema de tensões de alimentação da rede tem a função de regular a tensão e a corrente do barramento de DC.

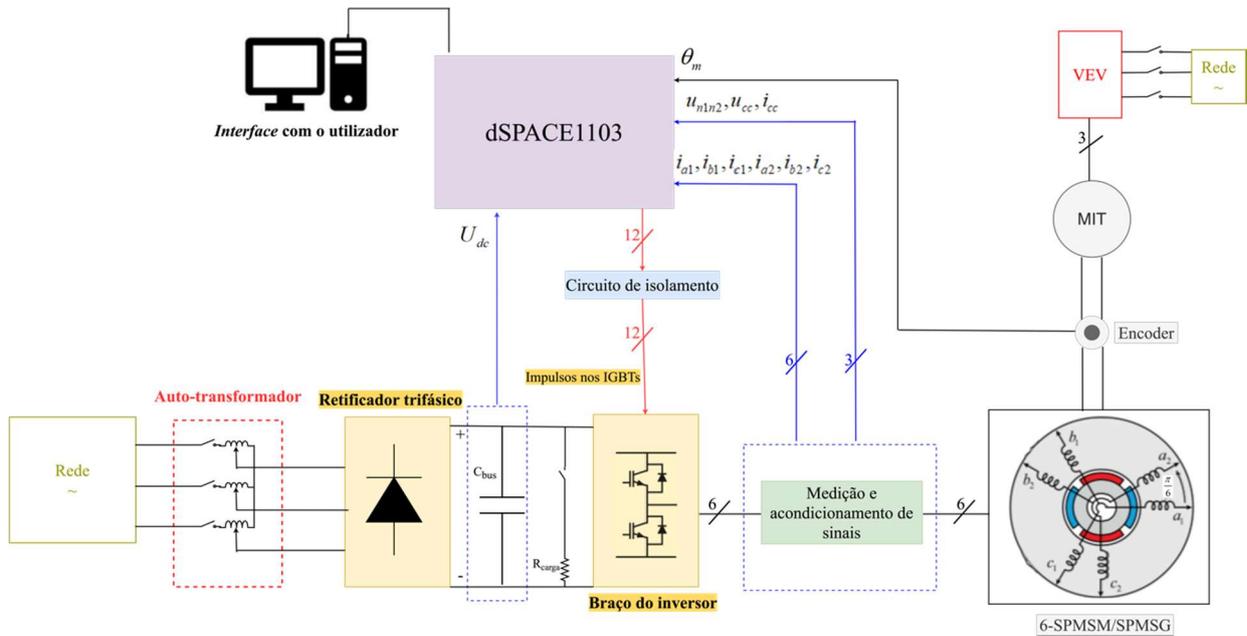


Figura 5.1 – Diagrama representativo da montagem experimental.

A estratégia de controlo preditivo designada como controlo PCC foi programada em Matlab/Simulink R2021b utilizando a *Toolbox Real Time Interface* com base no modelo proposto em [67]. O diagrama representativo da estratégia de controlo utilizada é apresentado na Figura B.2 em Anexo. Os impulsos de comando dos IGBTs são gerados e enviados para as gates dos IGBTs através da plataforma de controlo dSPACE DS1103 onde a referida estratégia é executada em tempo real num período de amostragem correspondente a  $T_s = 125 \mu s$ . Esta plataforma de controlo tem na sua entrada grandezas como as correntes estatóricas das 6 fases da máquina que são medidas através de sensores de efeito Hall, a posição angular mecânica do rotor que é medida através de um encoder incremental de 1024 ppr e a tensão do barramento DC que é medida através de um sensor de efeito Hall. As grandezas são medidas dentro do circuito de medição e de acondicionamento de sinal. Como o encoder é um componente de elevada sensibilidade mecânica e eletrónica, a presença de ruídos pode distorcer facilmente nos sinais enviados pelo mesmo. Para eliminar essa distorção, utilizou-se uma placa de correção de ruído do encoder que permita por parte do dSPACE uma leitura correta da posição angular mecânica do rotor da máquina. Durante a realização dos ensaios experimentais adicionou-se ao circuito de medição e acondicionamento de sinal, dois sensores de medida, um que foi utilizado para medir a corrente de curto-circuito e a tensão entre os dois neutros (Figura C.6 (a) em Anexo), o outro foi utilizado para medir a tensão na resistência externa de curto-circuito (Figura C.6 (b) em Anexo). Foi também utilizado um filtro ativo passa-baixo (Figura C.7 em Anexo) com frequência de corte de 1250 Hz para filtrar a corrente de curto-circuito, a tensão entre os

dois neutros, e a tensão na resistência externa de curto-circuito por forma a reduzir os efeitos de distorção harmónica existentes nestes sinais. O valor da velocidade de referência do rotor da máquina foi definido em tempo real pelo utilizador assim como o nível de carga ou binário<sup>26</sup> de carga da máquina que foi definido em função de  $i_{qs}$ , sendo que para  $100\%T_n$ ,  $50\%T_n$  e  $25\%T_n$ , os valores de  $i_{qs}$  foram definidos como sendo 4.8 A, 2.4 A e 1.2 A, respetivamente, para o funcionamento da máquina como motor, sendo que estes valores de corrente são negativos para o funcionamento da máquina como gerador.

A máquina objeto de diagnóstico de avarias é um SPMSM de seis fases de 4 kW, de 2 pares polos, tendo os enrolamentos estatóricos de cada um dos 2 conjuntos ligados em estrela e com o ponto neutro acessível. A máquina que tem como função produzir o binário de carga é um motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo de 7.5 kW e tem 2 pares de polos, os seus enrolamentos estatóricos estão ligados em triângulo. As proteções no lado da rede são garantidas através de interruptores. O circuito de isolamento que através do qual são transmitidos os sinais de controlo enviados para gate dos IGBTs garante um isolamento galvânico entre a plataforma dSPACE (circuito que gera o sinal de entrada) e *drivers* dos IGBTs (circuito que recebe os sinais de saída ou circuito de potência de alimentação do motor) através de uso de opto-isoladores. Para garantir a proteção de possíveis curtos-circuitos devido a correntes elevadas ou tensões no barramento DC que ultrapassem determinados valores, este circuito de isolamento integra ainda a opção de gerar tempos mortos de maneira a criar um desfasamento temporal entre o ligar e desligar dos IGBTs que pertencem ao mesmo braço da ponte inversora. O circuito de isolamento está integrado numa placa denominada de placa de isolamento e geração de tempos-mortos. Para efeitos de aquisição e visualização dos dados em tempo real durante os ensaios experimentais utilizou-se a *interface ControlDesk*. No painel deste controlo o utilizador é capaz de ajustar os parâmetros do acionamento elétrico como o binário nominal, a velocidade do rotor, etc.

---

<sup>26</sup>  $T_n$  representa o binário nominal do SPMSM de seis fases cujo valor é extraído da chapa característica da máquina (Tabela A.1 em Anexo).

## 5.2 Introdução de Curtos-Circuitos Entre Espiras na Fase $a_1$

Para introdução de curtos-circuitos entre espiras utilizou-se apenas o enrolamento da fase  $a_1$  representado de forma ilustrativa na Figura 5.2. Nos ensaios experimentais durante a realização dos curtos-circuitos entre espiras fez-se a aquisição dos sinais de medida durante um período de 4 s. No entanto para efeitos de análise dos resultados experimentais, estudou-se o comportamento da máquina sem e com avaria em regime permanente

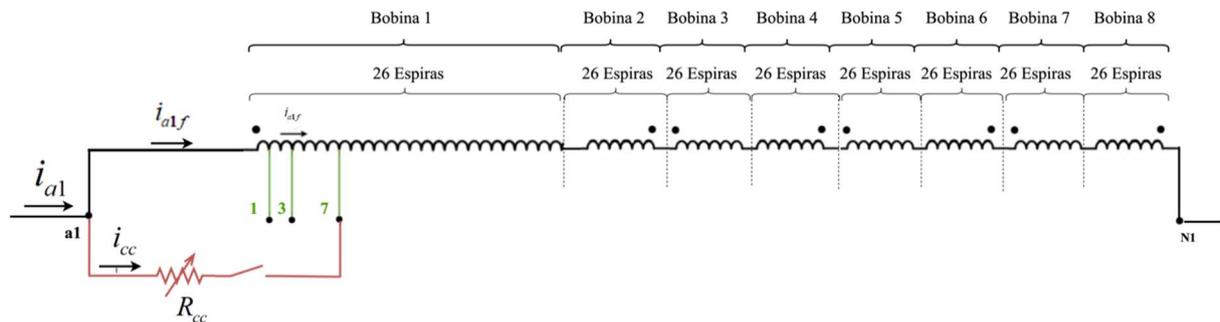


Figura 5.2 – Representação esquemática do enrolamento estático da fase  $a_1$  com 7 espiras em curto-circuito.

Para análise do funcionamento da máquina em regime permanente foram testadas três velocidades distintas: 1500 rpm, 750 rpm, 375 rpm. Para cada velocidade foram utilizados 3 níveis de carga: 100%, 50% e 25% da carga nominal. Para cada nível de carga fez-se a aquisição das grandezas no estado saudável da máquina e para diferentes números de espiras em curto-circuito: 1, 3, 7. Todas as situações descritas anteriormente foram feitas para o funcionamento da máquina como motor e como gerador. Nos ensaios experimentais devido ao risco de sobreaquecer a máquina com correntes de curto-circuito elevadas, houve a necessidade de ajustar a resistência externa de curto-circuito para cada velocidade<sup>27</sup> de operação da máquina uma vez que a corrente de curto-circuito que percorre os enrolamentos estáticos depende da frequência de alimentação da máquina, de  $R_{cc}$ , e de outros parâmetros (Equação 5.1 [63]). Assim, de modo a limitar a corrente de curto-circuito para um valor aceitável, para 1500 rpm ajustou-se o  $R_{cc}$  para cerca de 0.85  $\Omega$ , já para 750 rpm o  $R_{cc}$  foi ajustado para 0.50  $\Omega$  enquanto para 375 rpm foi de 0.10  $\Omega$ . O ajuste do valor desta resistência externa de curto-circuito foi feito à carga nominal, com a máquina a funcionar como motor. Atendendo as características da máquina objeto de estudo, estabeleceu-se de forma empírica um valor limite para amplitude da corrente de curto-circuito no valor de 20 A que seriam 416.67%  $((20A/4.8A) \times 100)$  da

<sup>27</sup> A baixas velocidades utilizou-se resistência de curto-circuito mais baixas devido à tentativa de obter um  $\dot{i}_{cc}$  semelhante àquele obtido a 1500 rpm, para que fosse notório o efeito dos curtos-circuitos entre espiras nas grandezas a analisar.

corrente nominal, de seguida tentou-se garantir uma resistência externa de curto-circuito com menor valor possível, cujo valor da amplitude da corrente que a percorresse não ultrapassasse o valor limite estabelecido, num período de tempo de 4 s. Assim sendo, tal como se verificou na prática, para valores de resistência externa de curto-circuito abaixo dos valores aqui apresentados o  $i_{cc}$  assumiria amplitudes superiores a 20 A.

De acordo com a Figura 5.3 podemos observar que na condição de funcionamento da máquina onde a corrente de curto-circuito é mais elevada, o que corresponde ao funcionamento da máquina a 1500 rpm, carga nominal, funcionamento como motor; a amplitude de  $i_{cc}$  foi limitada aproximadamente a 383.33% da corrente nominal da máquina, isto é, foi limitada a 18.40 A.

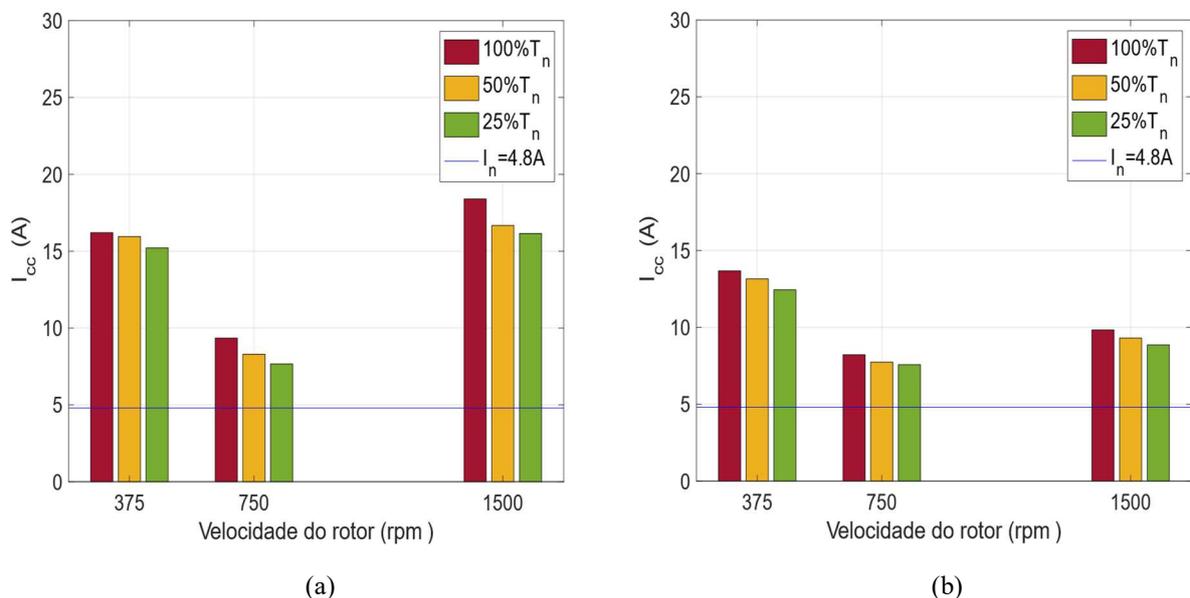


Figura 5.3 – Comparação entre as amplitudes das correntes de curto-circuito experimentais para diferentes velocidades e níveis de carga; para o funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  : (a) motor; (b) gerador.

A título de exemplo, podemos observar na Figura 5.4 que de acordo com os resultados de simulação, nas condições de funcionamento da máquina, referida no parágrafo anterior, se a resistência externa de curto-circuito fosse de 1 m $\Omega$ , o  $i_{cc}$  seria em torno de 2757.45% da corrente nominal o que na prática muito provavelmente danificaria permanentemente a máquina. O crescimento linear de  $i_{cc}$  para os resultados de simulação deve-se ao facto de diferente dos ensaios experimentais, ter-se utilizado na simulação o mesmo valor de  $R_{cc}$  para todas as velocidades do rotor.

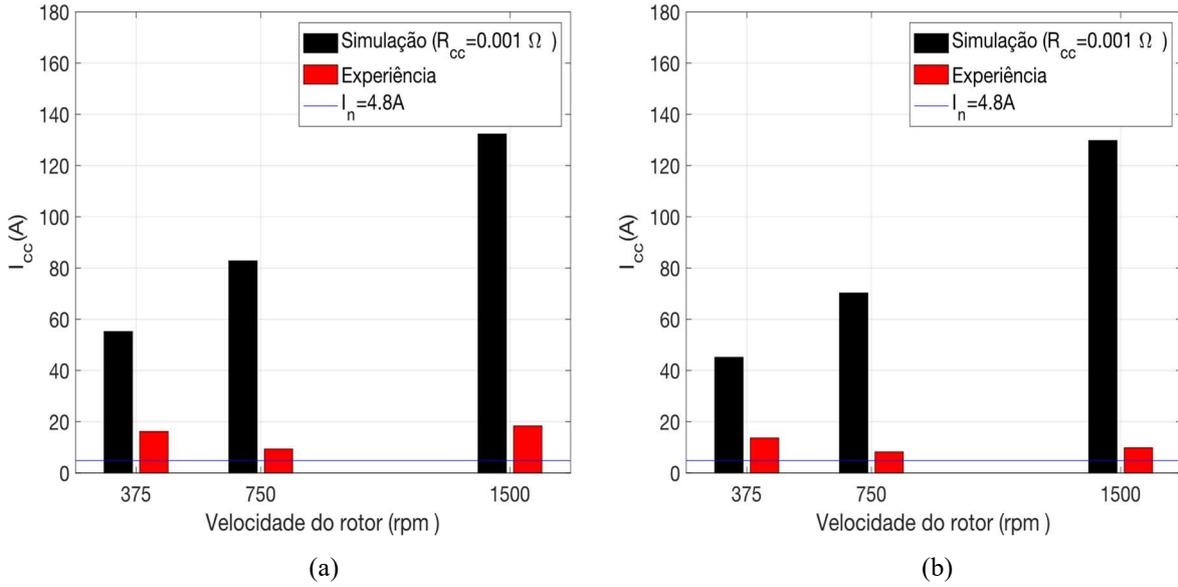


Figura 5.4 – Comparação entre as amplitudes das correntes de curto-circuito de simulação e experimentais; para o funcionamento da máquina à carga nominal, com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  : (a) motor; (b) gerador.

Observando as Figuras 5.3 e 5.4, nota-se claramente que a corrente de curto-circuito é maior para o funcionamento da máquina como motor do que como gerador, este facto pode ser fundamentado através da equação da corrente de curto-circuito demonstrada em [63], e dada por:

$$i_{cc} = \frac{i_{a1}(R_s + j\omega_r L_s) + e_{a1}}{\left(\frac{R_{cc} + R_s}{\mu}\right) + j\omega_r \mu L_s}, \quad (5.1)$$

onde  $e_{a1}$ ,  $L_s$  representam a tensão induzida devido ao fluxo dos ímanes permanentes na fase  $a_1$  e a indutância dos enrolamentos estatóricos, respetivamente. De acordo com esta equação, quando as correntes estatóricas são negativas (funcionamento da máquina como gerador) o  $i_{cc}$  tende a diminuir uma vez que o sinal negativo destas correntes diminui o numerador da referida equação.

Na Figura 5.5 são apresentados os resultados de experimentais no domínio do tempo das grandezas da corrente de curto-circuito ( $i_{cc}$ ), corrente da parte defeituosa da fase  $a_1$  ( $i_{a1f}$ ) e corrente na fase  $a_1$  ( $i_{a1}$ ).

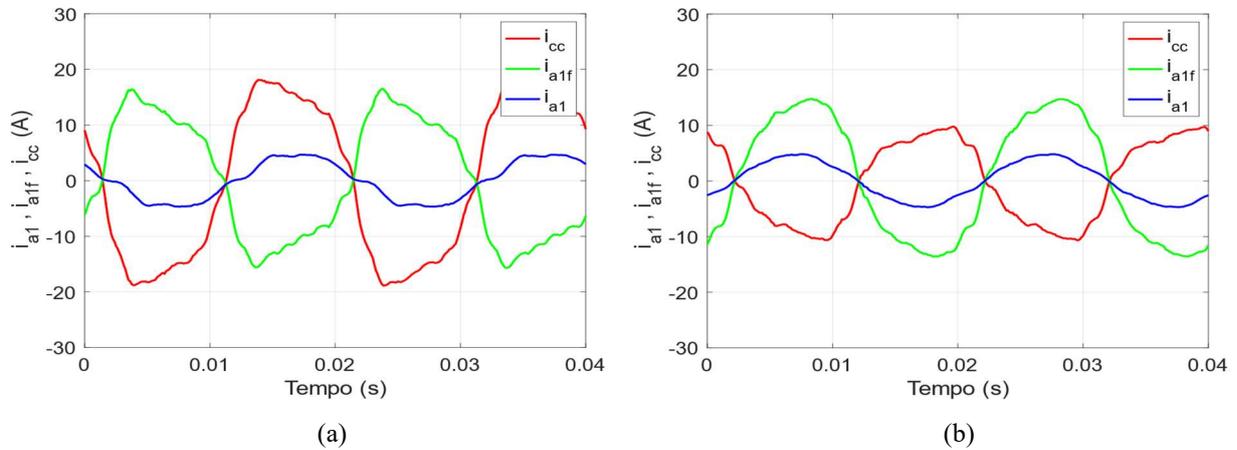


Figura 5.5 – Resultados experimentais da evolução temporal de  $i_{cc}$ ,  $i_{a1f}$  e  $i_{a1}$ , com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$ ; para o funcionamento da máquina à carga nominal: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

Na Figura 5.6 são apresentados os resultados experimentais no domínio da frequência da corrente de curto-circuito ( $i_{cc}$ ) em função do número de espiras em curto-circuito.

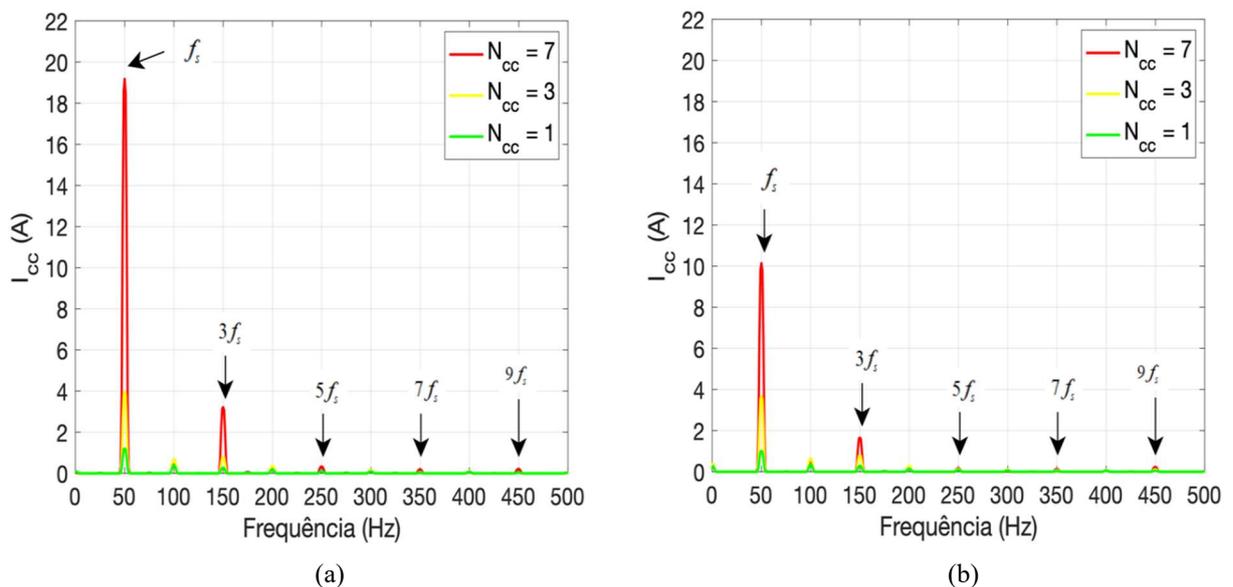


Figura 5.6– Resultados experimentais da evolução do espectro da corrente de curto-circuito à carga nominal; para o funcionamento da máquina com curtos-circuitos nos enrolamentos da fase  $a_1$ : (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

As Figuras 5.7 e 5.8 ilustram as formas de onda no domínio do tempo, das grandezas como tensões e correntes estatóricas em coordenadas de fase. Na prática, devido às assimetrias residuais inerentes à máquina, harmónicos espaciais e temporais, tempos mortos do inversor, etc, será expectável surgirem um conjunto variado de harmónicos nos resultados experimentais. Embora não muito notório, é possível observar que devido à configuração dos neutros isolados o curto-circuito entre espiras na fase  $a_1$  provoca um pequeno desequilíbrio apenas nas grandezas do primeiro conjunto de enrolamentos enquanto o segundo se mantém razoavelmente equilibrado.

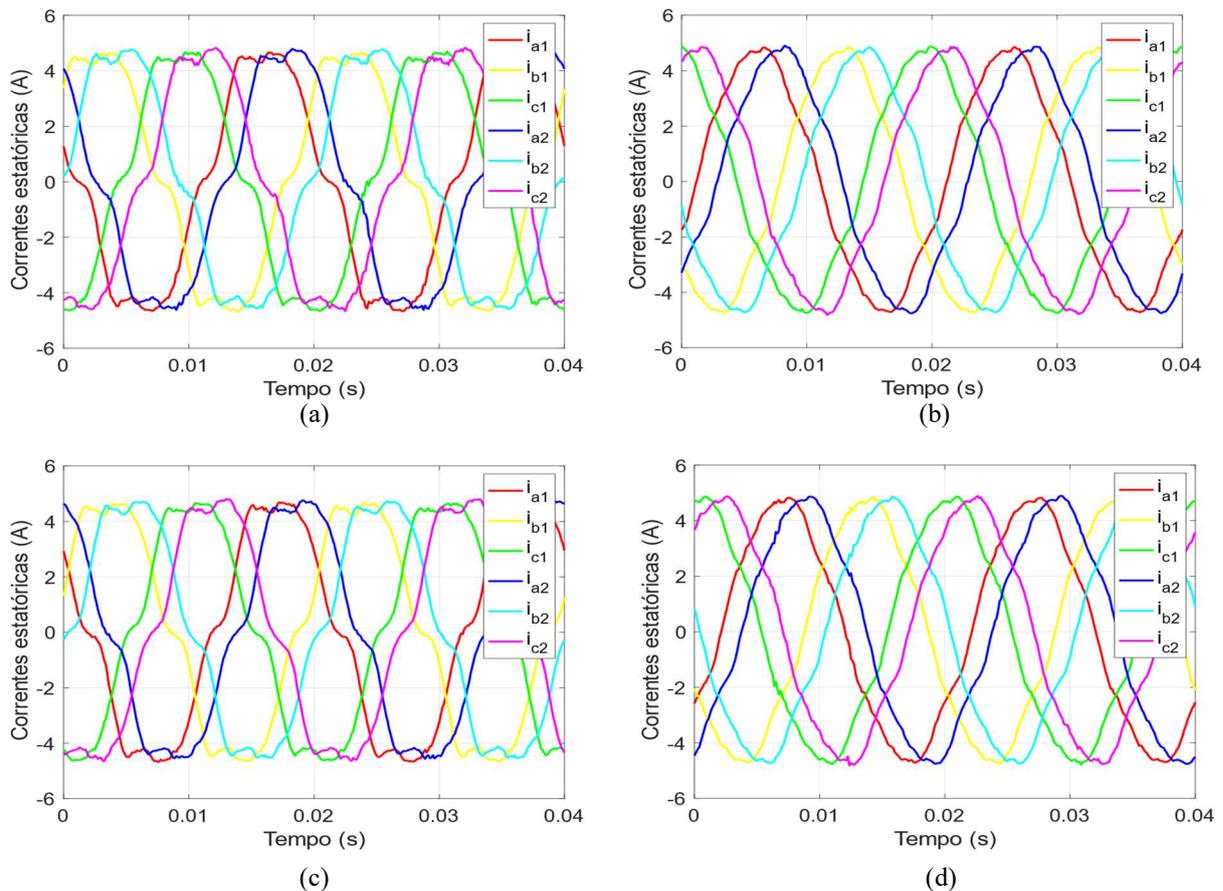


Figura 5.7 – Resultados experimentais da evolução temporal das correntes estatóricas em coordenadas de fase; para o funcionamento da máquina à carga nominal: (a) como motor saudável a 1500 rpm; (b) como gerador saudável a 1500 rpm; (c) motor com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  a 1500 rpm; (d) gerador com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  a 1500 rpm.

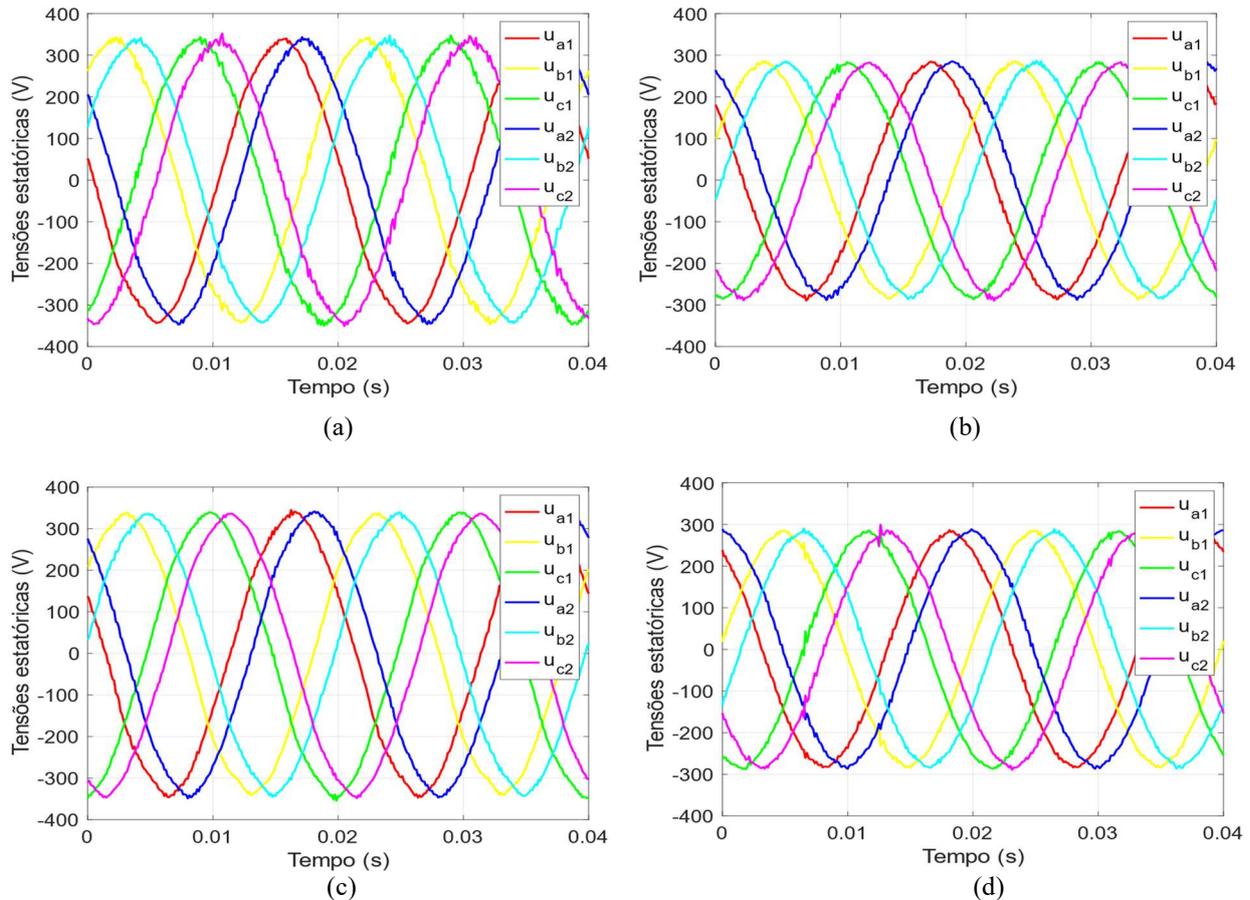


Figura 5.8 – Resultados experimentais da evolução temporal das tensões estatóricas em coordenadas de fase; para o funcionamento da máquina à carga nominal: (a) motor saudável a 1500 rpm; (b) gerador saudável a 1500 rpm; (c) motor com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  a 1500 rpm; (d) gerador com  $N_{cc} = 7$  nos enrolamentos da fase  $a_1$  a 1500 rpm.

### 5.3 Análise Espectral do Vetor Espacial das Correntes Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$

Na Figura 5.9 observa-se claramente para as velocidades de 1500 rpm, 750 rpm e 375 rpm, que a amplitude da componente à frequência  $-\dot{f}_s$  do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , aumenta em função do número de espiras em curto-circuito, validando assim o método de diagnóstico. Observa-se ainda que mesmo com a máquina saudável, verifica-se a presença dessa componente devido a fatores que já foram explicados na Secção 3.2, no entanto é crucial referir que o aumento da amplitude dessa componente é consequência direta dos curtos-circuitos entre espiras inseridos no enrolamento estatórico da fase  $a_1$ .

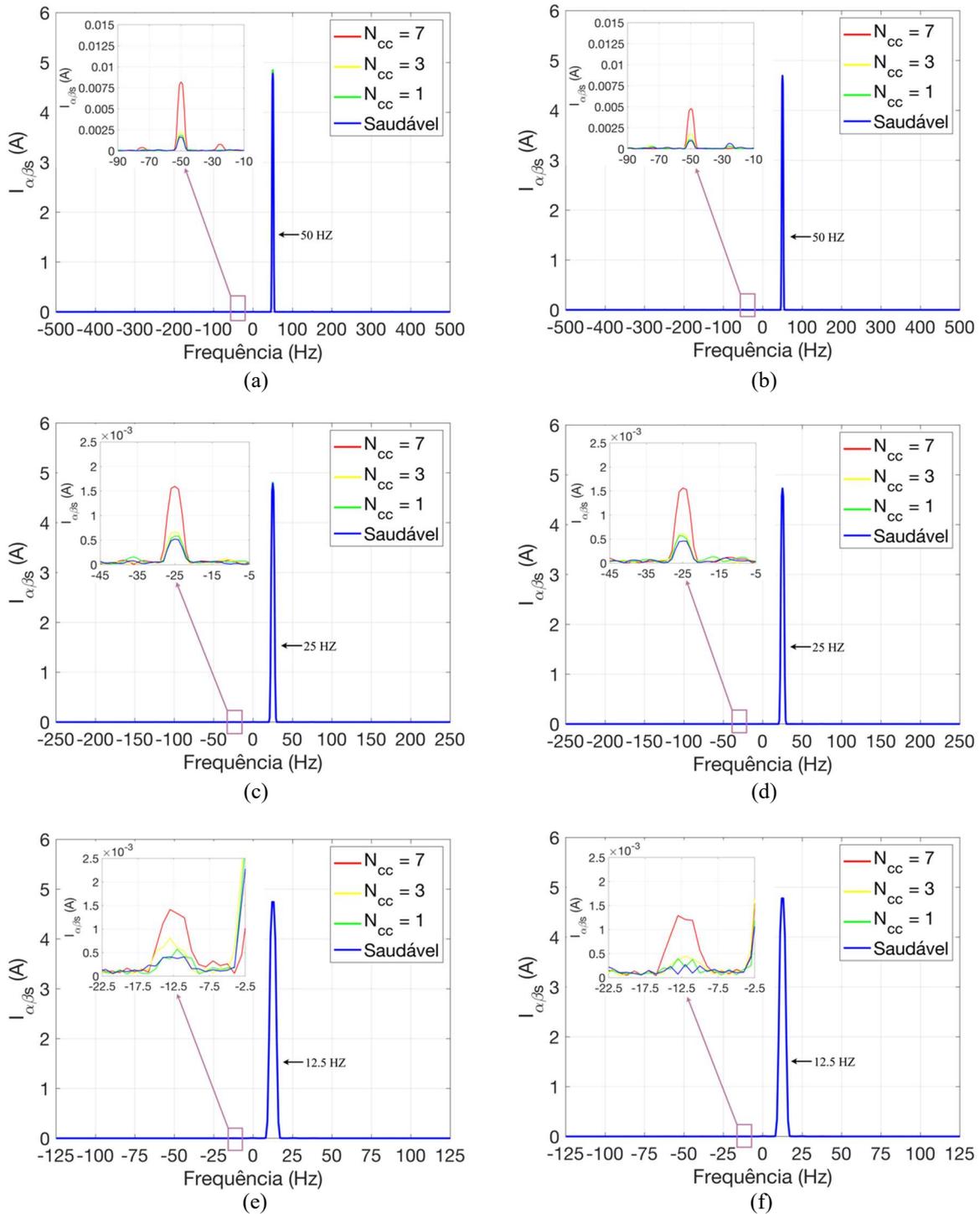


Figura 5.9 – Resultados experimentais da evolução do espectro das componentes simétricas do vetor espacial das correntes estáticas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm.

A Figura 5.10 mostra que a variação devido à presença de curtos-circuitos entre espiras, da amplitude da componente à frequência  $-f_s$  do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , representada por  $\Delta I_{\alpha\beta s,1}^-$ , aumenta em função da velocidade do rotor e do nível de carga, como era de esperar.

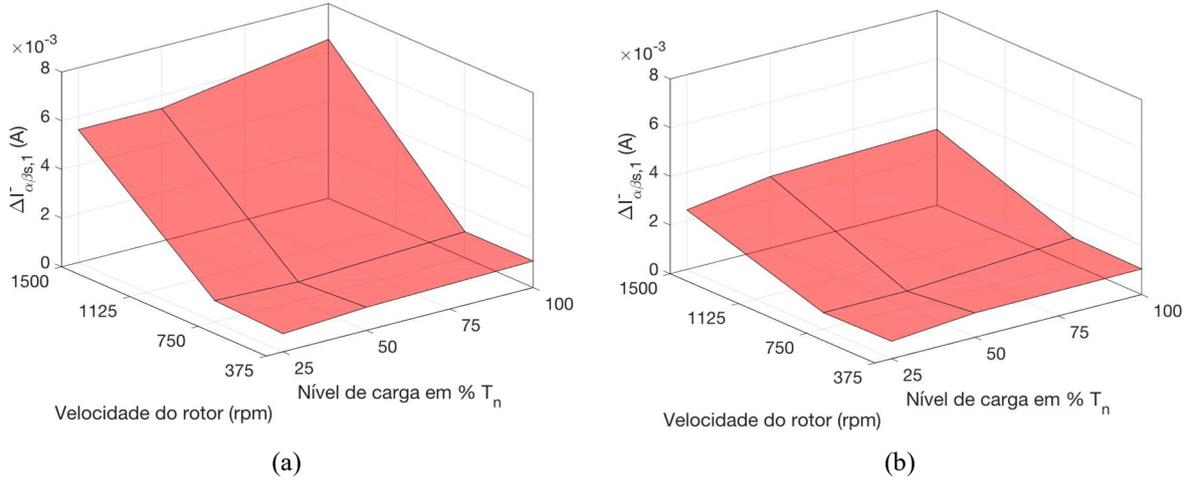


Figura 5.10 – Resultados experimentais da evolução de  $\Delta I_{\alpha\beta s,1}^-$ , em função da velocidade do rotor e do nível de carga; para o funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$ : (a) motor; (b) gerador.

## 5.4 Análise das Tensões Estatóricas

### 5.4.1 Análise Espectral do Vetor Espacial das Tensões Estatóricas no Subespaço $\alpha - \beta$

A Figura 5.11 mostra para as velocidades de 1500 rpm, 750 rpm e 375 rpm, que a amplitude da componente à frequência  $-f_s$  do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  aumenta em função do número de espiras em curto-circuito, demonstrando que de facto esta componente é um indicador de curtos-circuitos entre espiras o que corrobora com os resultados apresentados em [49]. Nesta figura podemos ainda verificar que conforme descrito na Secção 3.3.1, esta componente está presente mesmo com a máquina saudável, no entanto tal como no método anterior, o aumento da amplitude dessa componente é consequência direta dos curtos-circuitos entre espiras inseridos no enrolamento estatórico da fase  $a_1$ .

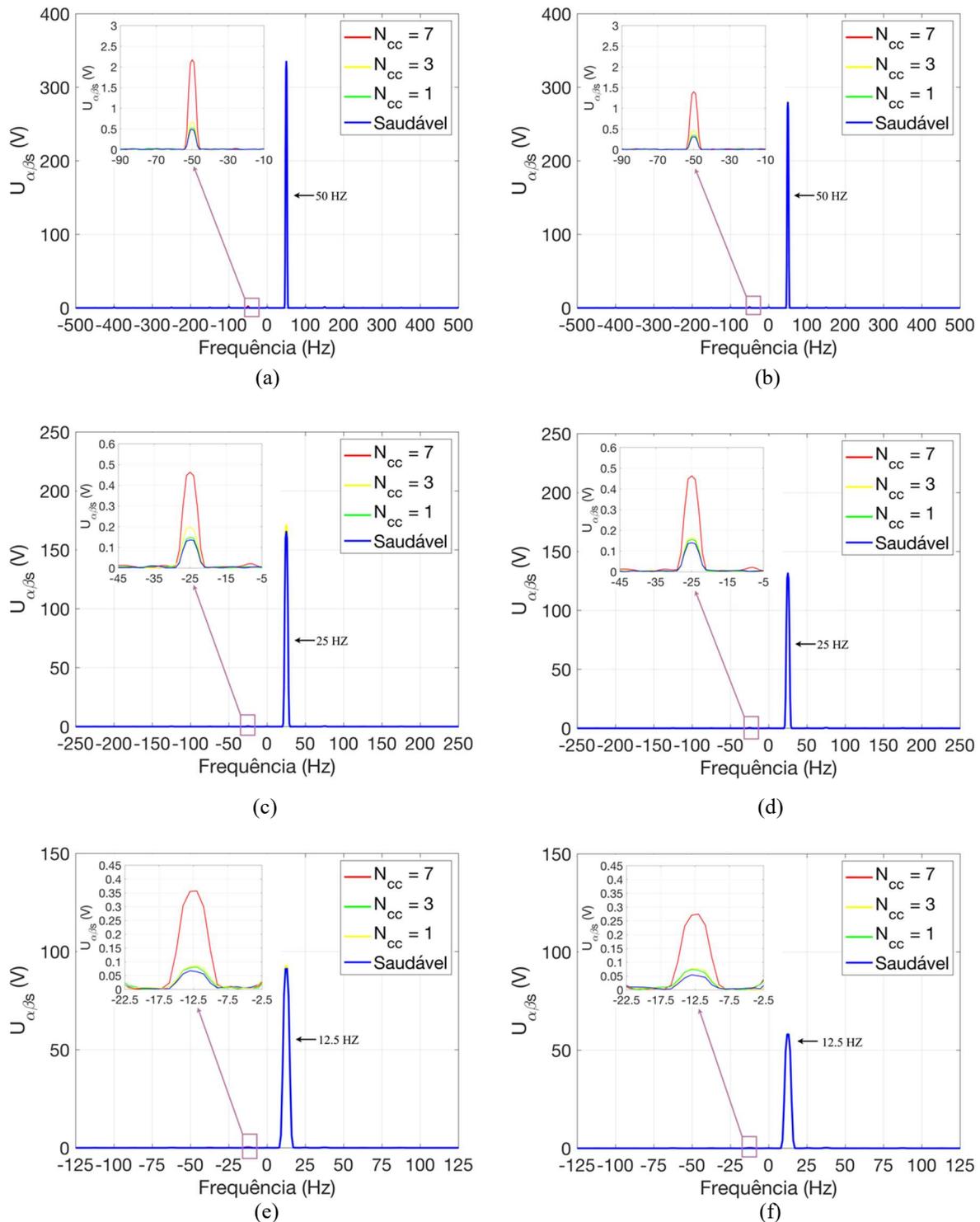


Figura 5.11 – Resultados experimentais da evolução do espectro das componentes simétricas do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm.

A Figura 5.12 mostra que a variação devido à presença de curtos-circuitos entre espiras, da amplitude da componente à frequência  $-f_s$  do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , representada por  $\Delta U_{\alpha\beta s,1}^-$ , aumenta em função da velocidade do rotor e do nível de carga, como era de esperar.

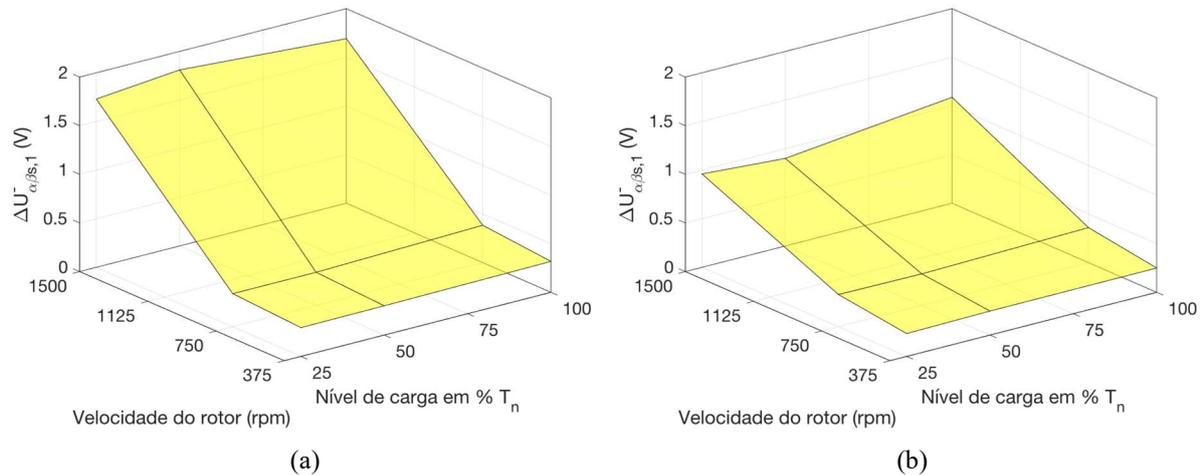


Figura 5.12 – Resultados experimentais da evolução de  $\Delta U_{\alpha\beta s,1}^-$ , em função da velocidade do rotor e do nível de carga; para o funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$ : (a) motor; (b) gerador.

## 5.4.2 Análise Espectral da Tensão entre os dois Neutros

A Figura 5.13 demonstra para as velocidades de 1500 rpm, 750 rpm e 375 rpm, que a amplitude da componente à frequência fundamental da tensão entre os dois neutros aumenta com o número de espiras em curto-circuito, demonstrando ser um indicador de curtos-circuitos entre espiras. Observa-se ainda que esta componente está presente mesmo quando a máquina está saudável devido a fatores que já foram aclarados na Secção 3.3.2. No entanto, do mesmo modo que nos métodos anteriores é importante frisar que o aumento da amplitude dessa componente com a extensão da avaria é consequência direta dos curtos-circuitos entre espiras inseridos no enrolamento estatórico da fase  $a_1$ . De acordo com [16], o surgimento dessa componente à frequência fundamental devido a essas avarias deve-se ao facto de a tensão entre os dois neutros ser muito influenciada pela corrente de curto-circuito que como podemos observar na Figura 5.6, esta corrente apresenta várias componentes espectrais de ordem impar sendo a sua componente à frequência fundamental aquela que apresenta maior amplitude. Ainda na Figura 5.13, podemos constatar também que quando a máquina está saudável a tensão entre os dois neutros apresenta um terceiro harmónico e os seus múltiplos ímpares a destacar o nono harmónico, tal como foi descrito na Secção 2.4.2.4 e observado nos resultados de simulação apresentados na Figura 4.3.

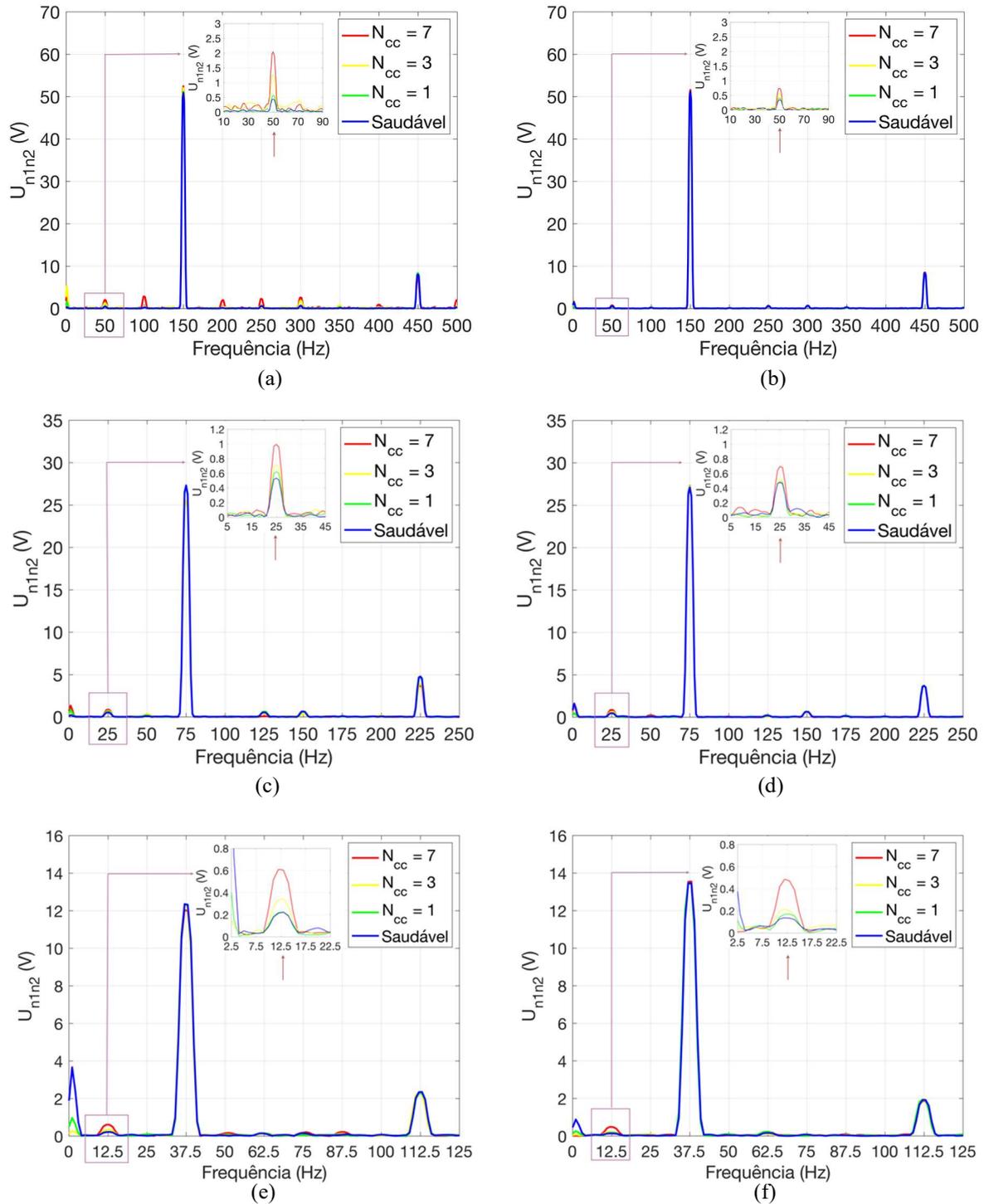


Figura 5.13 – Resultados experimentais da evolução do espectro da tensão entre os dois neutros, em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm.

A Figura 5.14 mostra que a variação devido à presença de curtos-circuitos entre espiras, da amplitude da componente à frequência fundamental da tensão entre os dois neutros, representada por  $\Delta U_{n1n2,1}$ , aumenta em função da velocidade do rotor e do nível de carga, como era de esperar.

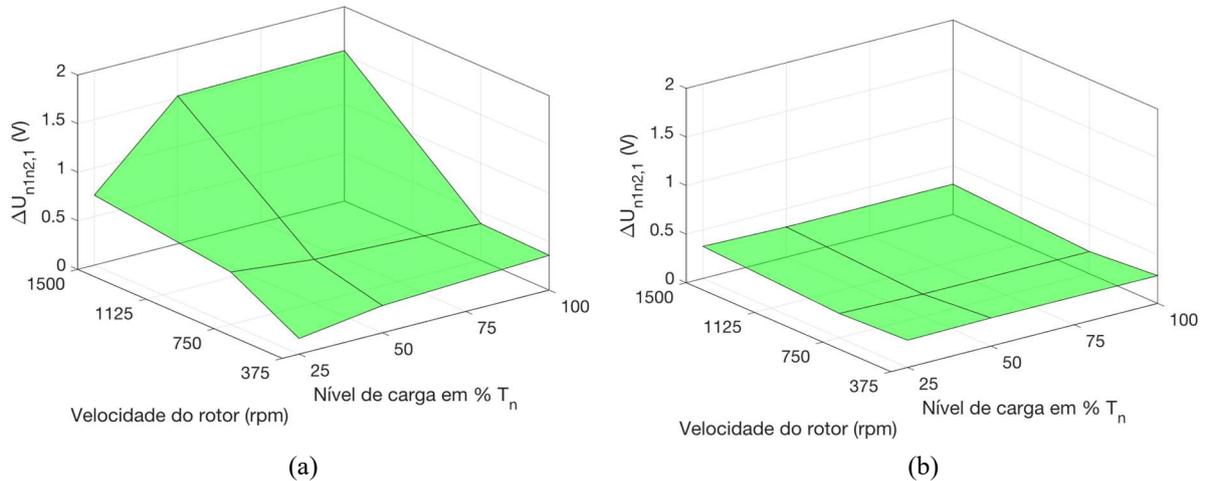


Figura 5.14 – Resultados experimentais da evolução de  $\Delta U_{n1n2,1}$ , em função da velocidade do rotor e do nível de carga; para o funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$  : (a) motor; (b) gerador.

## 5.5 Análise Espectral das Potências Ativa e Reativa no Subespaço $\alpha - \beta$

As Figuras 5.15 e 5.16 demonstram para as velocidades de 1500 rpm, 750 rpm e 375 rpm, que a amplitude da componente à frequência  $2f_s$  das potências ativa e reativa estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , aumenta com a extensão do curto-circuito entre espiras, validando assim o método de diagnóstico. Esta componente está presente mesmo quando a máquina está saudável devido a fatores que já foram elucidados na Secção 3.4, porém, é importante frisar que o aumento da amplitude dessa componente está relacionado diretamente com os curtos-circuitos entre espiras inseridos no enrolamento estatórico da fase  $a_1$ .

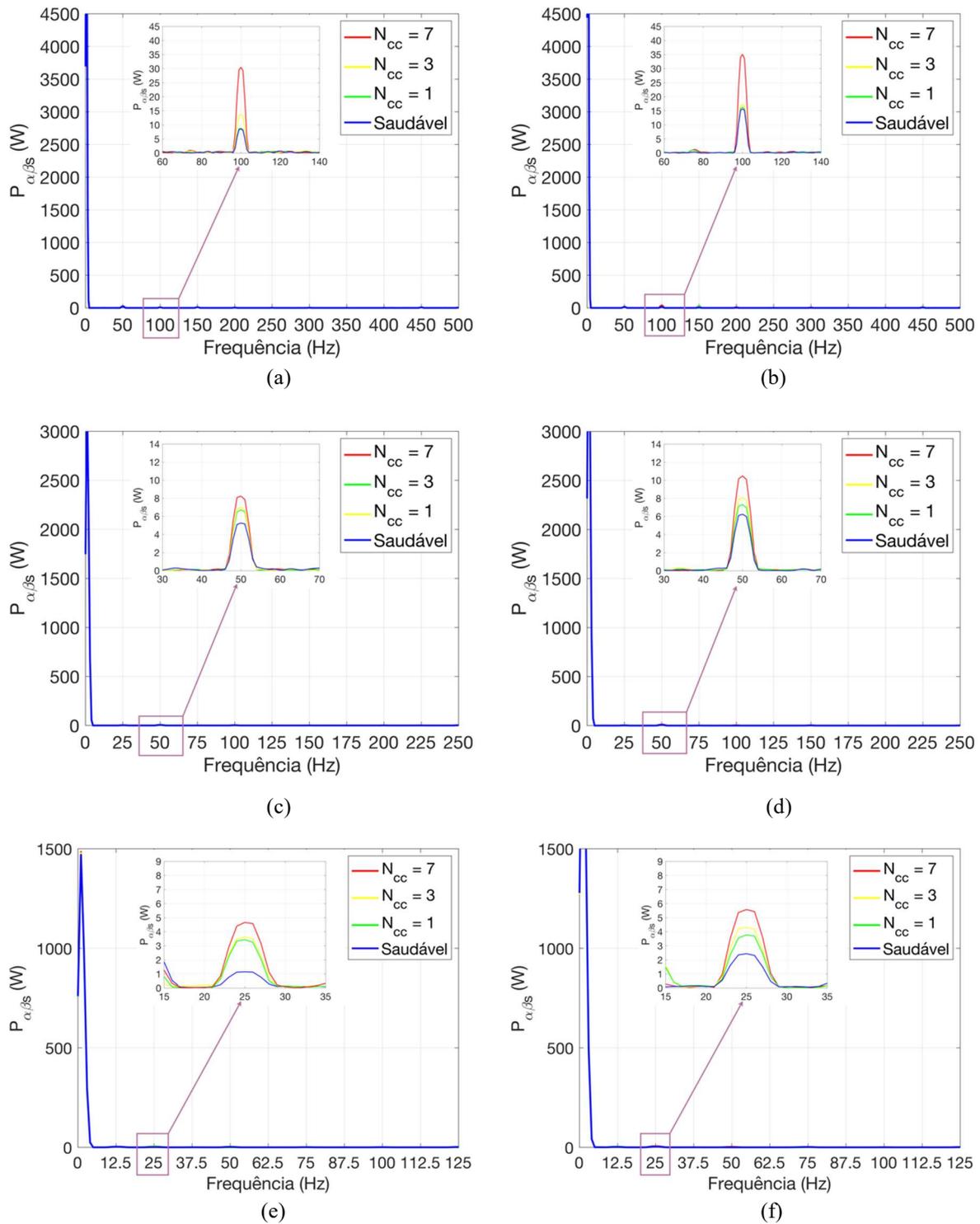


Figura 5.15– Resultados experimentais da evolução do espectro da potência ativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm.

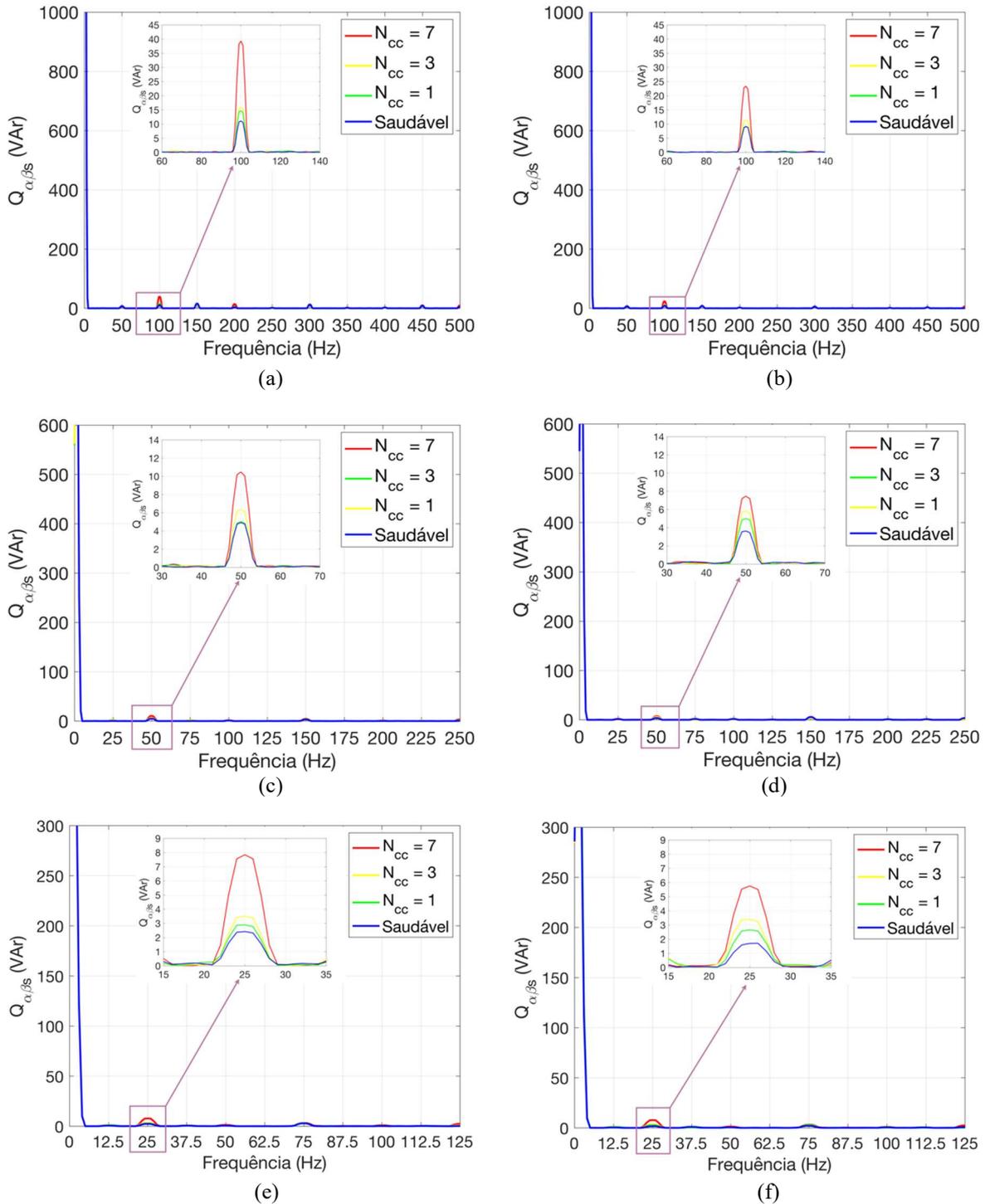


Figura 5.16 – Resultados experimentais da evolução do espectro da potência reativa estatística no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm; (c) motor a 750 rpm; (d) gerador a 750 rpm; (e) motor a 375 rpm, (f) gerador a 375 rpm.

A Figura 5.17 mostra que a variação devido à presença de curtos-circuitos entre espiras, das amplitudes das componentes à frequência  $2f_s$  das potências ativa e reativa estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , designadas como  $\Delta P_{\alpha\beta s,2}$  e  $\Delta Q_{\alpha\beta s,2}$ , respetivamente, aumentam em função da velocidade do rotor e do nível de carga, como era de esperar.

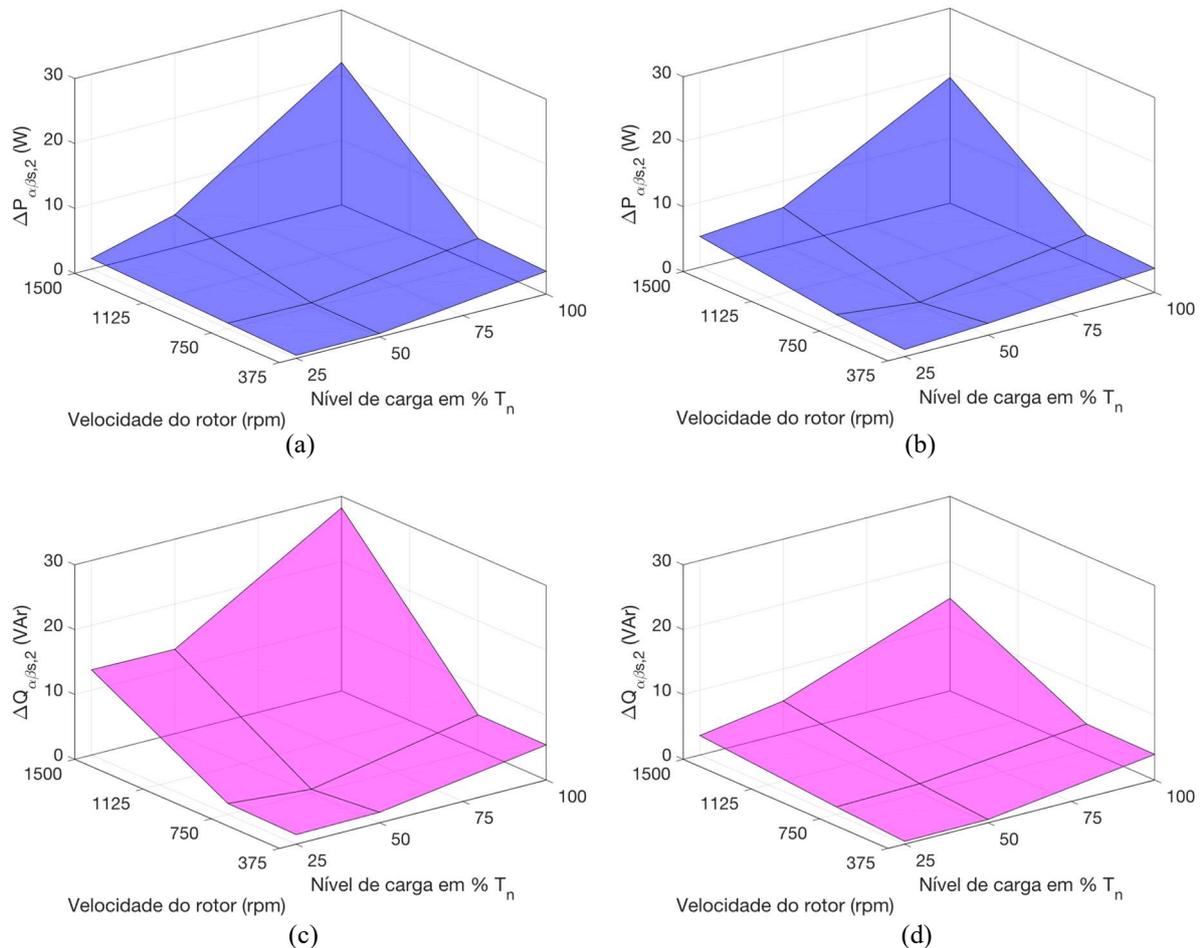


Figura 5.17 – Resultados experimentais da evolução de  $\Delta P_{\alpha\beta s,2}$  e  $\Delta Q_{\alpha\beta s,2}$ , em função da velocidade do rotor e do nível de carga; para o funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$ : (a) potência ativa para funcionamento como motor; (b) potência ativa para funcionamento como gerador; (c) potência reativa para funcionamento como motor; (d) potência reativa para funcionamento como gerador.

## 5.6 Comparação dos Métodos de Diagnóstico

As Tabelas 5.1 e 5.2 apresentam os valores das amplitudes dos indicadores de curtos-circuitos entre espiras das grandezas utilizadas pelos métodos de diagnóstico aqui analisados. Os valores apresentados na Tabela 5.1 são relativos às Figuras 5.9, 5.11, 5.13, 5.15 e 5.16. Os valores apresentados na Tabela 5.2 são relativos às Figuras 5.10, 5.12, 5.14 e 5.17.

Tabela 5.1 – Evolução de  $I_{\alpha\beta s,1}^-$ ,  $U_{\alpha\beta s,1}^-$ ,  $U_{n1n2,1}$ ,  $P_{\alpha\beta s,2}$  e  $Q_{\alpha\beta s,2}$  em função do  $N_{cc}$  na fase  $a_1$ , obtida por resultados experimentais (carga nominal).

$N_{cc}$		0		1		3		7	
$\mu(\%)$		0%		0.48%		1.44%		3.36%	
Modo de funcionamento		M	G	M	G	M	G	M	G
$n = 1500 \text{ rpm}$ ( $N_{cc} \neq 0 \Rightarrow R_{cc} = 0.85 \Omega$ )	$I_{\alpha\beta s,1}^- (mA)$	1.654	1.599	1.867	1.614	2.240	1.802	8.187	4.700
	$U_{\alpha\beta s,1}^- (V)$	0.488	0.311	0.567	0.351	0.661	0.461	2.180	1.400
	$U_{n1n2,1} (V)$	0.491	0.479	0.602	0.519	1.264	0.529	2.040	0.790
	$P_{\alpha\beta s,2} (W)$	8.550	15.70	8.832	16.33	13.75	17.21	30.48	35.05
	$Q_{\alpha\beta s,2} (VA)$	11.07	9.100	14.71	9.230	15.91	11.45	39.31	23.38
$n = 750 \text{ rpm}$ ( $N_{cc} \neq 0 \Rightarrow R_{cc} = 0.50 \Omega$ )	$I_{\alpha\beta s,1}^- (mA)$	0.520	0.459	0.581	0.568	0.663	0.606	1.595	1.563
	$U_{\alpha\beta s,1}^- (V)$	0.115	0.110	0.150	0.140	0.190	0.160	0.499	0.470
	$U_{n1n2,1} (V)$	0.490	0.468	0.601	0.489	0.709	0.519	0.868	0.696
	$P_{\alpha\beta s,2} (W)$	4.199	6.105	6.721	7.308	7.009	8.102	8.199	10.39
	$Q_{\alpha\beta s,2} (VA)$	4.927	3.635	5.039	5.010	6.350	5.841	10.39	7.695
$n = 375 \text{ rpm}$ ( $N_{cc} \neq 0 \Rightarrow R_{cc} = 0.10 \Omega$ )	$I_{\alpha\beta s,1}^- (mA)$	0.400	0.200	0.500	0.300	0.659	0.400	1.490	1.250
	$U_{\alpha\beta s,1}^- (V)$	0.051	0.039	0.076	0.071	0.087	0.081	0.369	0.289
	$U_{n1n2,1} (V)$	0.259	0.159	0.260	0.180	0.340	0.210	0.607	0.445
	$P_{\alpha\beta s,2} (W)$	1.155	2.190	3.440	3.786	3.636	4.314	4.67	5.890
	$Q_{\alpha\beta s,2} (VA)$	2.426	1.896	2.897	2.660	3.508	3.405	7.844	5.856

Comparando os resultados experimentais com os de simulação computacional obtidos com o funcionamento da máquina a 1500 rpm e à carga nominal, verifica-se que existe uma boa concordância entre ambos ficando assim validado por simulação e experimentalmente a veracidade dos métodos de diagnóstico analisados nesta dissertação. Apesar de as amplitudes dos indicadores de avaria obtidos por resultados experimentais para velocidades do rotor de 750 rpm e de 375 rpm com a máquina a funcionar à carga nominal e com curtos-circuitos entre espiras serem muito pequenas quando comparadas com a máquina saudável, estes resultados também validam os métodos aqui analisados. Na Tabela 5.1 e 5.2 observa-se que a amplitude dos indicadores aqui estudados aumentam em função do número de espiras em curto-circuito, da velocidade do rotor e/ou do nível de carga.

Tabela 5.2 – Evolução de  $I_{\alpha\beta s,1}^-$ ,  $U_{\alpha\beta s,1}^-$ ,  $U_{n1n2,1}$ ,  $P_{\alpha\beta s,2}$  e  $Q_{\alpha\beta s,2}$  em função do nível de carga da máquina, obtida por resultados experimentais com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$ .

Nível de carga (em % $T_n$ )		25%				50%				100%			
		M		G		M		G		M		G	
Modo de funcionamento		0		7		0		7		0		7	
$N_{cc}$		0		7		0		7		0		7	
$n = 1500 \text{ rpm}$ ( $N_{cc} \neq 0 \Rightarrow R_{cc} = 0.85 \Omega$ )	$I_{\alpha\beta s,1}^- (mA)$	1.540	7.000	0.954	3.40	1.650	7.100	0.960	3.90	1.654	8.187	1.599	4.700
	$U_{\alpha\beta s,1}^- (V)$	0.290	2.020	0.230	1.190	0.350	2.160	0.300	1.200	0.488	2.180	0.311	1.400
	$U_{n1n2,1} (V)$	0.310	1.030	0.290	0.620	0.488	2.010	0.340	0.650	0.491	2.040	0.479	0.790
	$P_{\alpha\beta s,2} (W)$	1.030	2.650	1.090	5.850	2.330	7.400	4.940	10.85	8.550	30.48	15.70	35.05
	$Q_{\alpha\beta s,2} (VA)$	1.170	14.32	0.350	3.36	6.550	19.57	1.420	6.470	11.07	39.31	9.100	23.38
$n = 750 \text{ rpm}$ ( $N_{cc} \neq 0 \Rightarrow R_{cc} = 0.50 \Omega$ )	$I_{\alpha\beta s,1}^- (mA)$	0.510	1.390	0.430	1.100	0.640	1.410	0.570	1.247	0.520	1.595	0.459	1.563
	$U_{\alpha\beta s,1}^- (V)$	0.090	0.430	0.049	0.380	0.110	0.450	0.076	0.400	0.115	0.499	0.110	0.470
	$U_{n1n2,1} (V)$	0.180	0.720	0.140	0.390	0.300	0.750	0.180	0.410	0.490	0.868	0.468	0.696
	$P_{\alpha\beta s,2} (W)$	0.380	1.220	0.410	2.300	2.080	2.770	3.050	3.560	4.199	8.199	6.105	10.39
	$Q_{\alpha\beta s,2} (VA)$	0.710	2.400	0.230	1.400	3.290	3.880	1.300	2.750	4.927	10.39	3.635	7.695
$n = 375 \text{ rpm}$ ( $N_{cc} \neq 0 \Rightarrow R_{cc} = 0.10 \Omega$ )	$I_{\alpha\beta s,1}^- (mA)$	0.349	1.090	0.185	0.900	0.352	1.300	0.199	1.200	0.400	1.490	0.200	1.250
	$U_{\alpha\beta s,1}^- (V)$	0.048	0.344	0.035	0.270	0.049	0.350	0.038	0.285	0.051	0.369	0.039	0.289
	$U_{n1n2,1} (V)$	0.179	0.420	0.050	0.330	0.190	0.470	0.070	0.360	0.259	0.607	0.159	0.445
	$P_{\alpha\beta s,2} (W)$	0.350	0.810	0.400	1.480	0.670	1.190	1.690	3.520	1.155	4.67	2.190	5.890
	$Q_{\alpha\beta s,2} (VA)$	0.470	1.940	0.200	0.640	2.180	3.800	0.650	1.160	2.426	7.844	1.896	5.856

Para todos os métodos conforme foi visto nas Figuras 5.9 a 5.17, observa-se claramente que a variação das amplitudes dos indicadores aqui analisados, permanece robusta diante da variação do número de espiras em curto-circuito, da velocidade do rotor e do nível de carga, tal como era esperado, garantido assim a viabilidade destes métodos na detecção de curto-circuito entre espiras para diferentes velocidades do rotor e níveis de carga. Porém, é evidente que quando o número de espiras em curto-circuito ou a velocidade do rotor ou ainda o nível de carga se aproximam de zero, a detecção de curto-circuito entre espiras nestas situações torna-se um desafio uma vez que o efeito de indução dos PMs diminui nestas situações, e portanto é expectável que nestas situações haja poucas mudanças nas amplitudes dos indicadores aqui analisados na presença destas avarias, conforme demonstrado em [16], [51], [52]. Tal como foi dito anteriormente, na prática a máquina saudável pode apresentar componentes espectrais residuais relativas a esses indicadores que se devem às pequenas excentricidades, assimetrias residuais existentes na máquina, harmónicos espaciais e temporais, tempos mortos do inversor, etc, e, portanto, pouca mudança nas amplitudes desses indicadores devido a essas avarias torna a detecção das mesmas num desafio, por dificultar a discriminação da máquina saudável da máquina com avaria.

De acordo com os resultados apresentados fica claro que para condição de funcionamento da máquina com  $N_{cc} = 7$ , à carga nominal, é mais notório o efeito das avarias nos indicadores aqui estudados e, portanto, nesta dissertação essa condição torna-se a mais favorável na detecção de curtos-circuitos entre espiras. Por forma a ter um indicador de avaria mais intuitivo, na Figura 5.18 é apresentada a evolução dos fatores de severidades relativos aos indicadores propostos na referida situação mais favorável, sendo esta situação aquela que permitiu observar maiores variações nas amplitudes desses indicadores.

Com base na Figura 5.18, comecemos por fazer uma comparação entre os métodos de diagnóstico baseado em tensão que são nomeadamente, a análise espectral do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  e análise espectral da tensão entre os dois neutros. O primeiro destes métodos demonstrou ser mais sensível às avarias de curtos-circuitos embora esse facto seja mais notório a altas velocidades (1500 rpm) uma vez que as variações das amplitudes dos indicadores são muito pequenas a baixas velocidades (375 rpm à 750 rpm) e, portanto, com os resultados aqui apresentados nessa gama de velocidades é difícil distinguir qual é método mais sensível uma vez que não há grandes diferenças na variação de tais amplitudes. A conclusão relativamente a estes dois métodos corrobora com os trabalhos [16], [52]. Comparando os métodos baseados em tensão com o método baseado na análise espectral

do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$  conclui-se que este último não é uma boa alternativa para efeitos de diagnóstico de avarias em PMSMs controlados com uma estratégia de controlo PCC uma vez que devido à elevada largura de banda desta estratégia de controlo, a corrente contém pouca informação relativa à avaria estudada, essa conclusão está de acordo com o trabalho [16], isto ocorre porque com esta estratégia de controlo o acionamento elétrico interpreta as variações das amplitudes dos harmónicos das correntes estatóricas como uma perturbação, e por este facto o sistema de controlo tenta compensar tal variação, ou seja, esta estratégia de controlo consegue fazer com que as correntes da máquina sigam as correntes de referência com maior exatidão, e é por isso que a amplitude dos harmónicos de corrente resultados da avaria variou muito pouco.

De acordo com [53], o método baseado nas potências tem vantagens bem definidas em relação aos outros métodos aqui propostos pois carrega mais informações do que os de sinais de corrente ou tensão individualmente e é por esta razão que esses métodos demonstraram maior sensibilidade na deteção de curtos-circuitos entre espiras.

Quanto ao modo de funcionamento da máquina como motor ou gerador, com base nos resultados apresentados podemos inferir que diante da presença de curtos-circuitos entre espiras as respostas dos indicadores de corrente e tensão no funcionamento da máquina como motor se mantêm quando a máquina funciona como gerador. No entanto podemos observar nas Figuras 5.15 a 5.17 que para o funcionamento da máquina como motor a amplitude da componente à frequência  $2f_s$  da potência reativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$ , varia mais do que a amplitude da respetiva componente para potência ativa estatórica no subespaço  $\alpha - \beta$ . Entretanto para o funcionamento como gerador acontece o contrário, isto é, a amplitude da tal componente varia mais para potência ativa estatórica do que para potência reativa estatórica, no subespaço  $\alpha - \beta$ . Assim sendo, para o funcionamento como motor o segundo harmónico da potência reativa pode servir de bom indicador enquanto para o funcionamento como gerador do segundo harmónico da potência ativa seria o mais adequado. Este facto é corroborado com os resultados de experimentais apresentados em [53], onde também foi demonstrado analiticamente<sup>28</sup>.

---

<sup>28</sup> A demonstração analítica do referido facto está fora do âmbito dos objetivos desta dissertação, no entanto o leitor pode consultar a referência [53].

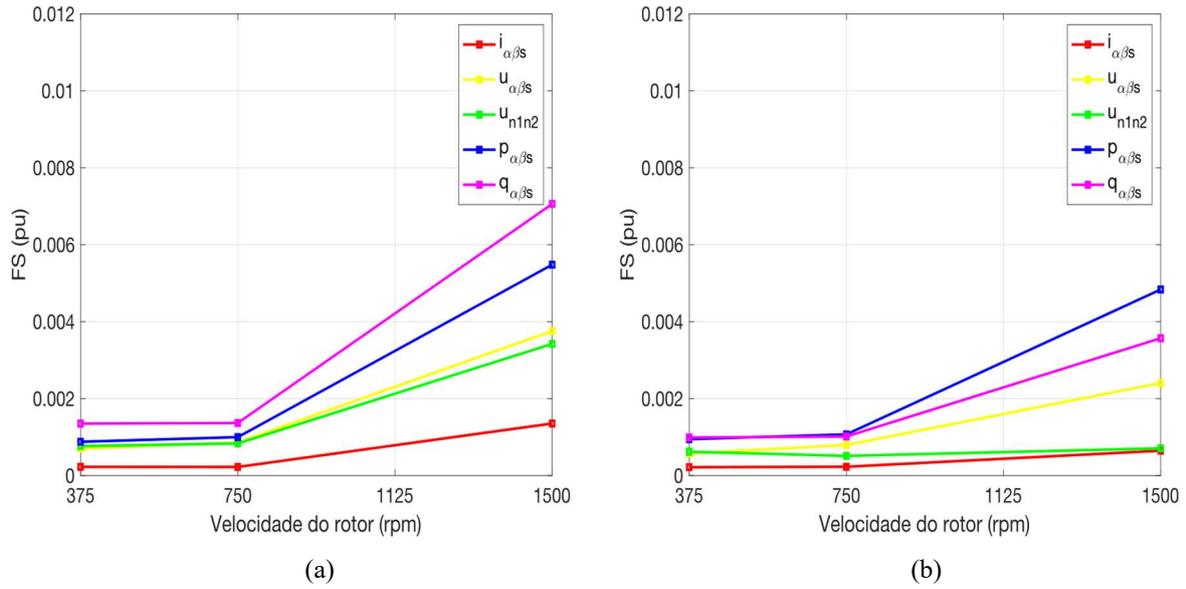


Figura 5.18<sup>29</sup> – Resultados experimentais da evolução do fator de severidade, em função da velocidade do rotor, com a máquina a funcionar à carga nominal, com  $N_{cc} = 7$  na fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor; (b) gerador.

<sup>29</sup> A Figura 5.18 foi obtida com base nas Equações 3.6 a 3.10, por forma a permitir uma representação dos indicadores em pu.

# Capítulo 6

## Conclusões e Proposta de Trabalho Futuro

### 6.1 Conclusões

Nesta dissertação foram estudados métodos de diagnóstico para detecção de avarias de curtos-circuitos entre espiras em ambiente de simulação e experimental. Observou-se que um modelo de co-simulação que traduz o comportamento de uma máquina real é de grande relevância por permitir estudar casos que não seriam possíveis com as máquinas reais uma vez que meteriam em causa a integridade da máquina como foi o caso da utilização de uma resistência externa de curto-circuito de  $1\text{ m}\Omega$  no modelo de co-simulação. As conclusões sobre os métodos de diagnóstico para este caso foram validadas com os resultados experimentais. Os resultados apresentados nesta dissertação permitiram obter uma melhor percepção da influência das avarias estudadas nas grandezas como o vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , o vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , a tensão entre os dois neutros, as potências elétricas instantâneas ativa e reativa estatóricas, no subespaço  $\alpha - \beta$ . A eficácia dos métodos de diagnósticos propostos para detetar curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos foi avaliada por extensos ensaios experimentais que foram realizados para diferentes condições de operação da máquina, nomeadamente para diferentes velocidades, diferentes níveis de carga e diferentes números de espiras em curto-circuito.

Todos os métodos propostos foram validados por simulação e experimentalmente com sucesso uma vez que os resultados de simulação e experimentais demonstraram que as amplitudes dos indicadores propostos aumentam em função do número de espiras em curto-circuito, isto é, com o aumento da extensão da avaria, como era de esperar. Contudo, ao comparar os resultados apresentados nas Tabelas 5.1 e 5.2, e de acordo com a Figura 5.18, os indicadores de avaria aqui estudados que demonstraram maior sensibilidade, isto é, maior fator de severidade foram os baseados no método das potências estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , seguido respetivamente pelos indicadores baseados nos métodos das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , tensão entre os dois neutros e correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ .

Os indicadores de avarias aqui estudados podem ser analisados no sistema de controlo da máquina, portanto podem ser uma boa escolha para a deteção de curtos-circuitos entre espiras. Assim, caso o sistema de controlo seja projetado para detetar essas avarias, será capaz de diagnosticar em tempo real de forma rápida e precisa essas avarias através dos indicadores baseados em tensões e potências, uma vez que o indicador baseado em corrente contém poucas informações.

## 6.2 Proposta de Trabalho Futuro

Conforme foi observado nos resultados de simulação e experimentais aqui apresentados, o efeito das avarias aqui estudadas são mais notórios à velocidade e à carga nominal, e, portanto, surge a necessidade de propor métodos mais sensíveis para velocidades e cargas abaixo dos valores nominais. Uma vez que para o sistema de controlo utilizado a maior parte da informação devido à avaria é mapeada nas tensões e como as potências resultam de operações algébricas entre tensões e correntes, seria interessante futuramente estudar uma alternativa de tornar o método das tensões mais sensível a essas avarias em todas as situações de funcionamento da máquina em termos de velocidade e regime de carga. A alternativa proposta nessa dissertação consiste em usar técnicas baseadas em inteligência artificial por forma a obter um método de grande sensibilidade ao analisar em simultâneo a informação relativa à presença curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos, contida nos vetores espaciais das tensões estatóricas nos subespaços  $\alpha - \beta$  e  $x - y$ .

## Referências Bibliográficas

- [1] S. Murugesan, «An Overview of Electric Motors for Space Applications», *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. IECI-28, n. 4, pp. 260–265, Nov. 1981, doi: 10.1109/TIECI.1981.351050.
- [2] T. Finken, M. Felden, e K. Hameyer, «Comparison and design of different electrical machine types regarding their applicability in hybrid electrical vehicles», em *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Sept. 2008, pp. 1–5. doi: 10.1109/ICELMACH.2008.4800044.
- [3] L. Kumar e S. Jain, «Electric propulsion system for electric vehicular technology: A review», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 29, pp. 924–940, Jan. 2014, doi: 10.1016/j.rser.2013.09.014.
- [4] E. F. Fuchs e L. T. Rosenberg, «Analysis of an Alternator with Two Displaced Stator Windings», *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, n. 6, pp. 1776–1786, Nov. 1974, doi: 10.1109/TPAS.1974.293829.
- [5] P. L. Alger, E. H. Freiburghouse, e D. D. Chase, «Double Windings for Turbine Alternators», *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 49, n. 1, pp. 226–244, Jan. 1930, doi: 10.1109/T-AIEE.1930.5055483.
- [6] E. Levi, «Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n. 5, pp. 1893–1909, May. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [7] F. Immovilli, C. Bianchini, E. Lorenzani, A. Bellini, e E. Fornasiero, «Evaluation of Combined Reference Frame Transformation for Interturn Fault Detection in Permanent-Magnet Multiphase Machines», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n. 3, pp. 1912–1920, Mar. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2348945.
- [8] Y. Gritli, D. Casadei, A. Tani, C. Rossi, e G. Serra, «Validation of Rotor Magnets Demagnetization Detection in Six-Phase Surface-Mounted AC Permanent Magnet Synchronous Motors», em *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, June. 2018, pp. 224–229. doi: 10.1109/SPEEDAM.2018.8445267.
- [9] S. Choi *et al.*, «Fault Diagnosis Techniques for Permanent Magnet AC Machine and Drives—A Review of Current State of the Art», *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, n. 2, pp. 444–463, June. 2018, doi: 10.1109/TTE.2018.2819627.
- [10] J. Faiz, H. Nejadi-Koti, e Z. Valipour, «Comprehensive review on inter-turn fault indexes in permanent magnet motors», *IET Electric Power Applications*, vol. 11, n. 1, pp. 142–156, 2017, doi: 10.1049/iet-epa.2016.0196.

## Referências Bibliográficas

- [11] Z. Wang, X. Wang, Y. Wang, J. Chen, e M. Cheng, «Fault tolerant control of multiphase multilevel motor drives - technical review», *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, n. 2, pp. 76–86, Sept. 2017, doi: 10.23919/CJEE.2017.8048414.
- [12] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz, e A. M. S. Mendes, «Bi-subspace predictive current control of six-phase PMSM drives based on virtual vectors with optimal amplitude», *IET Electric Power Applications*, vol. 13, n. 11, pp. 1672–1683, Nov. 2019, doi: 10.1049/iet-epa.2019.0136.
- [13] T.-F. Chan e L. L. Lai, «Permanent-Magnet Machines for Distributed Power Generation: A Review», em *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, June. 2007, pp. 1–6. doi: 10.1109/PES.2007.385575.
- [14] U. N. H. C. for Refugees, «Refworld | Transforming our world : the 2030 Agenda for Sustainable Development», *Refworld*. <https://www.refworld.org/docid/57b6e3e44.html> (acedido Out. 01, 2021).
- [15] M. Cheng, J. Hang, e J. Zhang, «Overview of fault diagnosis theory and method for permanent magnet machine», *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 1, n. 1, pp. 21–36, Dec. 2015, doi: 10.23919/CJEE.2015.7933135.
- [16] H. Saavedra, J.-R. Riba, e L. Romeral, «Inter-turn fault detection in five-phase pmsms. Effects of the fault severity», em *2013 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Aug. 2013, pp. 520–526. doi: 10.1109/DEMPED.2013.6645764.
- [17] M. B. K. Bouzid e G. Champenois, «An Efficient Simplified Physical Faulty Model of a Permanent Magnet Synchronous Generator Dedicated to Stator Fault Diagnosis Part II: Automatic Stator Fault Diagnosis», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n. 3, pp. 2762–2771, May. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2661841.
- [18] Y. Da, X. Shi, e M. Krishnamurthy, «Health monitoring, fault diagnosis and failure prognosis techniques for Brushless Permanent Magnet Machines», em *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sept. 2011, pp. 1–7. doi: 10.1109/VPPC.2011.6043248.
- [19] A. Hughes e B. Drury, *Electric motors and drives: fundamentals, types and applications*. Newnes, 2019.
- [20] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Technology, Design and Application*. London, UK, Marcel Dekker Inc, 2002.
- [21] C. Zhou, X. Huang, Y. Fang, e L. Wu, «Comparison of PMSMs with Different Rotor Structures for EV Application», em *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Sept. 2018, pp. 609–614. doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8507258.

## Referências Bibliográficas

- [22] R. Krishnan, *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC press, 2017.
- [23] S. M. A. Cruz, «Máquinas Síncronas». Universidade de Coimbra, 2012.
- [24] W. N. W. A. Munim, M. J. Duran, H. S. Che, M. Bermúdez, I. González-Prieto, e N. A. Rahim, «A Unified Analysis of the Fault Tolerance Capability in Six-Phase Induction Motor Drives», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, n. 10, Art. n. 10, Oct. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2632118.
- [25] M. J. Duran e F. Barrero, «Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines—Part II», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n. 1, pp. 459–468, Jan. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2448211.
- [26] E. A. Klingshirn, «High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations», *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, n. 1, pp. 47–53, Jan. 1983, doi: 10.1109/TPAS.1983.317996.
- [27] H. M. Eldeeb, A. S. Abdel-Khalik, e C. M. Hackl, «Dynamic Modeling of Dual Three-Phase IPMSM Drives With Different Neutral Configurations», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, n. 1, pp. 141–151, Jan. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2823684.
- [28] M. J. Duran, E. Levi, e F. Barrero, «Multiphase electric drives: Introduction», *Wiley encyclopedia of electrical and electronics engineering*, pp. 1–26, 1999.
- [29] E. Levi, D. Dujic, M. Jones, e G. Grandi, «Analytical Determination of DC-Bus Utilization Limits in Multiphase VSI Supplied AC Drives», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, n. 2, pp. 433–443, June. 2008, doi: 10.1109/TEC.2008.921557.
- [30] 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, 2007.
- [31] R. H. Park, «Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I», *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, n. 3, pp. 716–727, July. 1929, doi: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [32] R. H. Nelson e P. C. Krause, «Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets», *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-93, n. 3, pp. 841–848, May. 1974, doi: 10.1109/TPAS.1974.293983.
- [33] E. Clarke, «Problems solved by modified symmetrical components», *General Electric Review*, vol. 41, n. 11 and 12, pp. 488–449, 1938.

## Referências Bibliográficas

- [34] Yifan Zhao e T. A. Lipo, «Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, n. 5, Art. n. 5, Sept. 1995, doi: 10.1109/28.464525.
- [35] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz, e A. M. S. Mendes, «Design of a six-phase asymmetrical permanent magnet synchronous generator for wind energy applications», *The Journal of Engineering*, vol. 2019, n. 17, pp. 4532–4536, Jan. 2019, doi: 10.1049/joe.2018.8175.
- [36] C. A. Arbuseri, T. B. Lazzarin, e S. A. Mussa, «Instantaneous active and reactive power in six-phase systems», em *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Sept. 2015, pp. 1–6. doi: 10.1109/EPE.2015.7309344.
- [37] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz, e A. M. S. Mendes, «Comparison of Model Predictive Control Strategies for Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Machines», em *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct. 2018, pp. 5801–5806. doi: 10.1109/IECON.2018.8591239.
- [38] Y. Chen, S. Liang, W. Li, H. Liang, e C. Wang, «Faults and Diagnosis Methods of Permanent Magnet Synchronous Motors: A Review», *Applied Sciences*, vol. 9, n. 10, Art. n. 10, Jan. 2019, doi: 10.3390/app9102116.
- [39] J. Faiz e S. A. H. Exiri, «Short-circuit fault diagnosis in permanent magnet synchronous motors- an overview», em *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines Power Electronics (ACEMP), 2015 Intl Conference on Optimization of Electrical Electronic Equipment (OPTIM) 2015 Intl Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, Sept. 2015, pp. 18–27. doi: 10.1109/OPTIM.2015.7427038.
- [40] Y. Gritli, A. Tani, C. Rossi, D. Casadei, e G. Serra, «Experimental Assessment of Winding Inter-turn Short-circuits in Six-Phase AC Permanent Magnet Synchronous Motors», em *2019 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, July. 2019, pp. 29–35. doi: 10.1109/ICCEP.2019.8890140.
- [41] A. K. Bonnett e G. C. Soukup, «Cause and analysis of stator and rotor failures in 3-phase squirrel cage induction motors», em *Conference Record of 1991 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference*, June. 1991, pp. 22–42. doi: 10.1109/PAPCON.1991.239667.
- [42] J. Hong, D. Hyun, S. B. Lee, J.-Y. Yoo, e K.-W. Lee, «Automated Monitoring of Magnet Quality for Permanent-Magnet Synchronous Motors at Standstill», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, n. 4, pp. 1397–1405, July. 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2049811.

## Referências Bibliográficas

- [43] G.-A. Capolino, J. A. Antonino-Daviu, e M. Riera-Guasp, «Modern Diagnostics Techniques for Electrical Machines, Power Electronics, and Drives», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n. 3, pp. 1738–1745, Mar. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2391186.
- [44] M. Zafarani, E. Bostanci, Y. Qi, T. Goktas, e B. Akin, «Interturn Short-Circuit Faults in Permanent Magnet Synchronous Machines: An Extended Review and Comprehensive Analysis», *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, n. 4, pp. 2173–2191, Dec. 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2811538.
- [45] F. L. T. Guefack, A. Kiselev, e A. Kuznietsov, «Improved Detection of Inter-turn Short Circuit Faults in PMSM Drives using Principal Component Analysis», em *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, June. 2018, pp. 154–159. doi: 10.1109/SPEEDAM.2018.8445403.
- [46] 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, Set. 2001, doi: 10.1109/28.952496.
- [47] R. Hu, J. Wang, B. Sen, A. R. Mills, E. Chong, e Z. Sun, «PWM Ripple Currents Based Turn Fault Detection for Multiphase Permanent Magnet Machines», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n. 3, pp. 2740–2751, May. 2017, doi: 10.1109/TIA.2016.2642193.
- [48] F. Meinguet, E. Semail, e J. Gyselinck, «An on-line method for stator fault detection in multi-phase PMSM drives», em *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sept. 2010, pp. 1–6. doi: 10.1109/VPPC.2010.5728998.
- [49] C. Bianchini, E. Fornasiero, T. N. Matzen, N. Bianchi, e A. Bellini, «Fault detection of a five-phase Permanent-Magnet machine», em *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Nov. 2008, pp. 1200–1205. doi: 10.1109/IECON.2008.4758125.
- [50] J.-C. Urresty, J.-R. Riba, H. Saavedra, e L. Romeral, «Detection of inter-turns short circuits in permanent magnet synchronous motors operating under transient conditions by means of the zero sequence voltage», em *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, Aug. 2011, pp. 1–9.
- [51] H. Saavedra Ordóñez, J.-R. Riba Ruiz, e J. L. Romeral Martínez, «Detection of inter-turn faults in five-phase permanent magnet synchronous motors», *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 14, n. 4, Nov. 2014, doi: 10.4316/AECE.2014.04008.

## Referências Bibliográficas

- [52] H. Jeong, S. Moon, e S. W. Kim, «An Early Stage Interturn Fault Diagnosis of PMSMs by Using Negative-Sequence Components», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, n. 7, pp. 5701–5708, July. 2017, doi: 10.1109/TIE.2017.2677355.
- [53] B. Wang, J. Wang, A. Griffo, e B. Sen, «Stator Turn Fault Detection by Second Harmonic in Instantaneous Power for a Triple-Redundant Fault-Tolerant PM Drive», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n. 9, pp. 7279–7289, Sept. 2018, doi: 10.1109/TIE.2018.2793188.
- [54] J. Faiz e E. Mazaheri-Tehrani, «Demagnetization Modeling and Fault Diagnosing Techniques in Permanent Magnet Machines Under Stationary and Nonstationary Conditions: An Overview», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, n. 3, pp. 2772–2785, May. 2017, doi: 10.1109/TIA.2016.2608950.
- [55] J. Ojeda, J. Boisson, e M. Gabsi, «5-phase flux switching machine insulation failure detection using vibration monitoring», em *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Oct. 2014, pp. 1039–1043. doi: 10.1109/ICEMS.2014.7013622.
- [56] Y. Nyanteh, C. Edrington, S. Srivastava, e D. Cartes, «Application of Artificial Intelligence to Real-Time Fault Detection in Permanent-Magnet Synchronous Machines», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, n. 3, pp. 1205–1214, May. 2013, doi: 10.1109/TIA.2013.2253081.
- [57] B. M. Ebrahimi e J. Faiz, «Feature Extraction for Short-Circuit Fault Detection in Permanent-Magnet Synchronous Motors Using Stator-Current Monitoring», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n. 10, pp. 2673–2682, Oct. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2050496.
- [58] B. Du, S. Wu, S. Han, e S. Cui, «Interturn Fault Diagnosis Strategy for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor of Electric Vehicles Based on Digital Signal Processor», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, n. 3, pp. 1694–1706, Mar. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2496900.
- [59] Y. Da, X. Shi, e M. Krishnamurthy, «A New Approach to Fault Diagnostics for Permanent Magnet Synchronous Machines Using Electromagnetic Signature Analysis», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n. 8, pp. 4104–4112, Aug. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2227808.
- [60] Z. Yang, X. Shi, e M. Krishnamurthy, «Vibration monitoring of PM synchronous machine with partial demagnetization and inter-turn short circuit faults», em *2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, June. 2014, pp. 1–6. doi: 10.1109/ITEC.2014.6861774.

## Referências Bibliográficas

- [61] Zhifu Wang, Jingzhe Yang, Huiping Ye, e Wei Zhou, «A review of Permanent Magnet Synchronous Motor fault diagnosis», em *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Aug. 2014, pp. 1–5. doi: 10.1109/ITEC-AP.2014.6940870.
- [62] J. Yang, M. Dou, e Z. Dai, «Modeling and fault diagnosis of interturn short circuit for five-phase permanent magnet synchronous motor», *JECE*, vol. 2015, p. 47:47, Jan. 2015, doi: 10.1155/2015/168786.
- [63] R. Cui, Y. Fan, e C. Li, «On-Line Inter-Turn Short-Circuit Fault Diagnosis and Torque Ripple Minimization Control Strategy Based on OW Five-Phase BFTH-IPM», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, n. 4, Art. n. 4, Dec. 2018, doi: 10.1109/TEC.2018.2851615.
- [64] S. M. A. Cruz, «An Active–Reactive Power Method for the Diagnosis of Rotor Faults in Three-Phase Induction Motors Operating Under Time-Varying Load Conditions», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 27, n. 1, pp. 71–84, Mar. 2012, doi: 10.1109/TEC.2011.2178027.
- [65] H. Saavedra, J.-C. Urresty, J.-R. Riba, e L. Romeral, «Detection of interturn faults in PMSMs with different winding configurations», *Energy Conversion and Management*, vol. 79, pp. 534–542, Mar. 2014, doi: 10.1016/j.enconman.2013.12.059.
- [66] J. Hang, J. Zhang, M. Cheng, e J. Huang, «Online Interturn Fault Diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Machine Using Zero-Sequence Components», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n. 12, pp. 6731–6741, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2388493.
- [67] P. F. C. Gonçalves, S. M. A. Cruz, e A. M. S. Mendes, «Multistage Predictive Current Control Based on Virtual Vectors for the Reduction of Current Harmonics in Six-Phase PMSMs», *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, n. 2, pp. 1368–1377, June. 2021, doi: 10.1109/TEC.2021.3055340.
- [68] L. Liu, *Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors*. The Florida State University, 2006.

# Apêndice A

## Parâmetros do SPMSM de Seis Fases

Neste apêndice são apresentados os parâmetros do SPMSM de seis fases que também foram utilizados no modelo computacional de elementos finitos (Tabelas A.1 e A.2) bem como a chapa característica do MIT utilizado como carga (Figura A.1).

Tabela A.1 – Parâmetros do SPMSM de seis fases.

Parâmetro	Valor
Binário nominal ( $T_n$ )	26.8 N.m
Corrente nominal ( $I_n$ )	4.80 A
Fator de potência ( $FP$ )	1
Fluxo dos ímãs permanentes ( $\psi_{PM}$ )	0.97 Wb
Frequência nominal ( $f_n$ )	50 Hz
IEC <i>frame size</i>	132M
Indutância no subespaço $d - q$ ( $L_{dq}$ )	53.8 mH
Indutância no subespaço $x - y$ ( $L_{xy}$ )	2.1 mH
Número de pares de polos ( $p$ )	2
Potência nominal ( $P_n$ )	4 kW
Rendimento ( $\eta$ )	95%
Resistência dos enrolamentos do estator ( $R_s$ )	1.55 $\Omega$
Tensão nominal ( $U_n$ )	340 V
Velocidade nominal	1500 rpm

Tabela A.2 – Parâmetros de enrolamento assimétrico de seis fases do SPMSM.

Parâmetros	Valor
Deslocamento elétrico entre os 2 conjuntos ( $\alpha$ )	$\frac{\pi}{6} \text{ rad}$
Fator de enrolamento ( $K_{wl}$ )	0.958
Número de bobinas em série por fase	8
Número de camadas	2
Número de espiras por bobina	26
Número total de espiras por fase ( $N_t$ )	208
Passo da bobina ( $\tau_c$ )	$\frac{5\pi}{6} \text{ rad}$
Ranuras do estator ( $Q_s$ )	48
Número de ranuras / polo / fase ( $q$ )	2



Figura A.1 – Chapa característica do MIT acoplado mecanicamente ao SPMSM de seis fases.

# Apêndice B

## Modelo de Co-Simulação e Diagrama do PCC

Neste apêndice é apresentada a *interface* do modelo computacional do SPMSM de seis fases em elementos finitos (Figura B.1)<sup>30</sup> e o diagrama representativo da estratégia de controle utilizada para controlar o SPMSM de seis fases (Figura B.2).

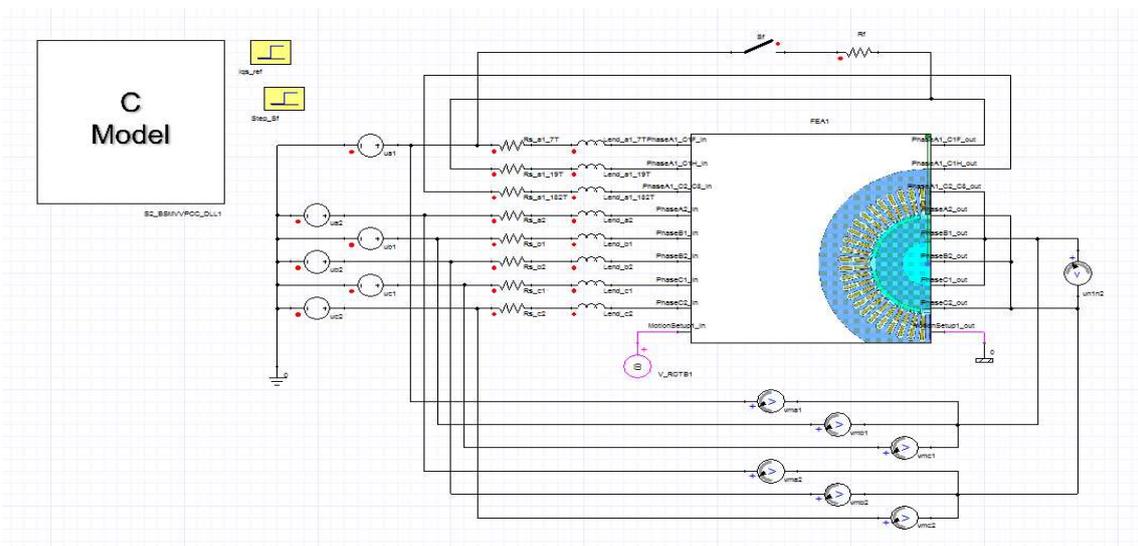


Figura B.1 – Interface da modelo computacional do SPMSM de seis fases.

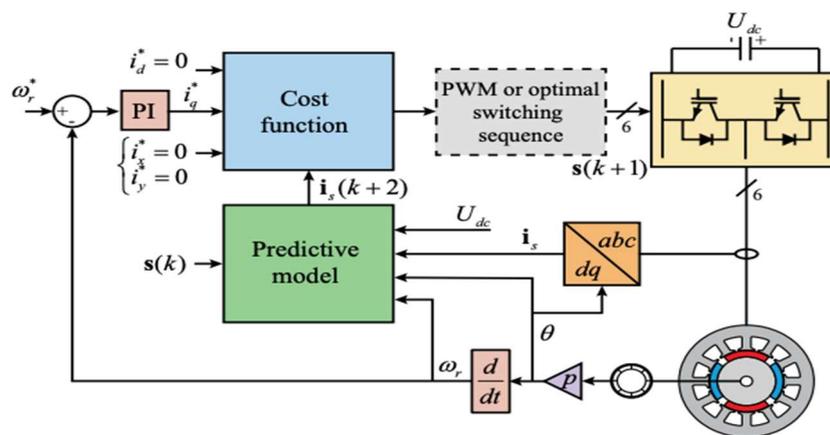


Figura B.2 – Diagramas geral de um PCC para SPMSM de seis fases [67].

<sup>30</sup> Como recurso a co-simulação desenvolvida para aquisição de resultados de simulação, foi utilizado o software Ansys Electronics Suite 19.2.

# Apêndice C

## Componentes Utilizados na Montagem

### Experimental

Neste apêndice são apresentadas as fotografias daquelas que foram consideradas como as principais componentes utilizadas na montagem experimental.

A montagem laboratorial do acionamento para execução de avarias de curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos estatóricos do SPMSM de seis fases controlado por uma estratégia de controlo PCC é apresentada nas Figuras C.1 e C2. Na Figura C.1 temos o seguinte: (b) SPMSM de seis fases; (c) encoder; (d) MIT.

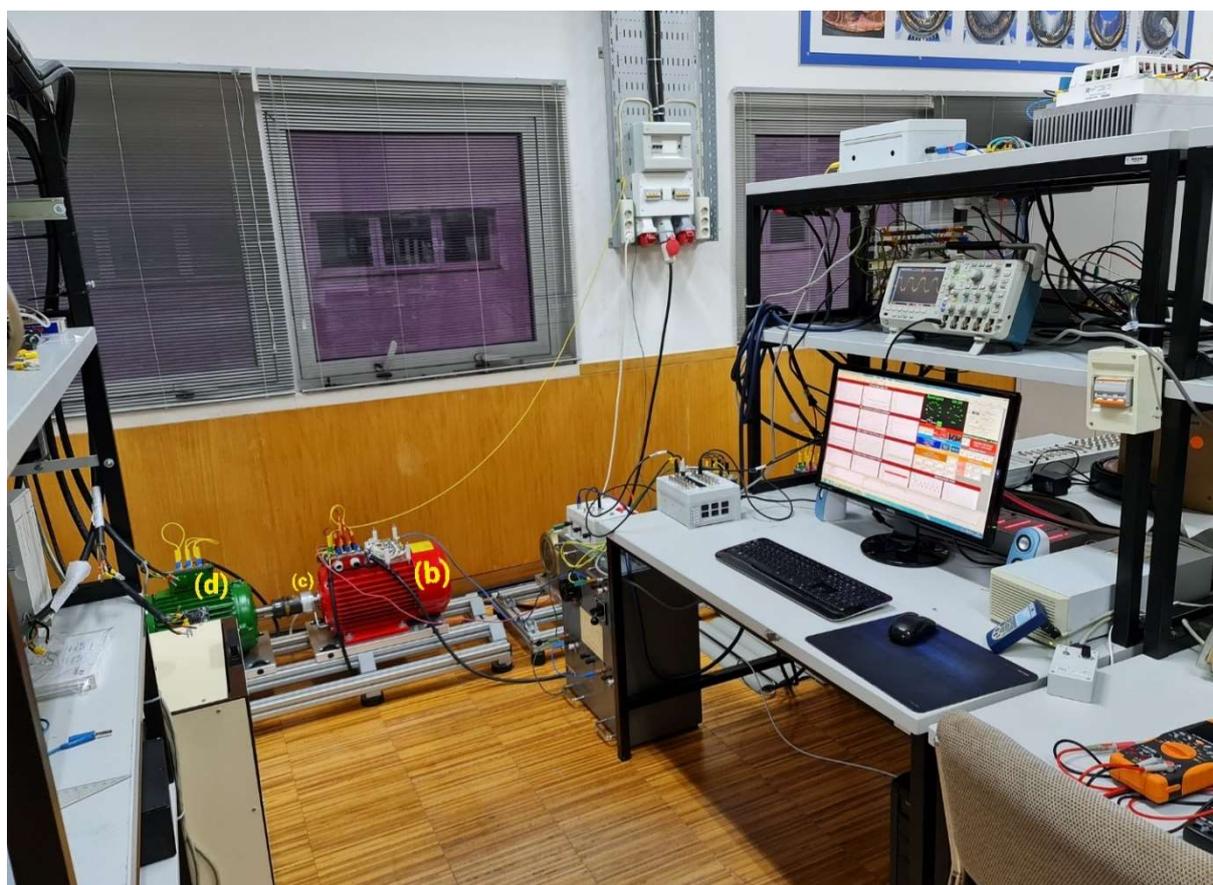


Figura C.1 – Montagem experimental.

Na Figura C.2 temos: (a) autotransformador; (e) resistência utilizada para execução dos curtos-circuitos entre espiras apresentada na Figura C.8; (f) e (g) sensores de medida apresentados na Figura C.6; (h) filtro passa-baixo apresentado na Figura C.7; (i) *Interface ControlDesk*; (j) osciloscópio.

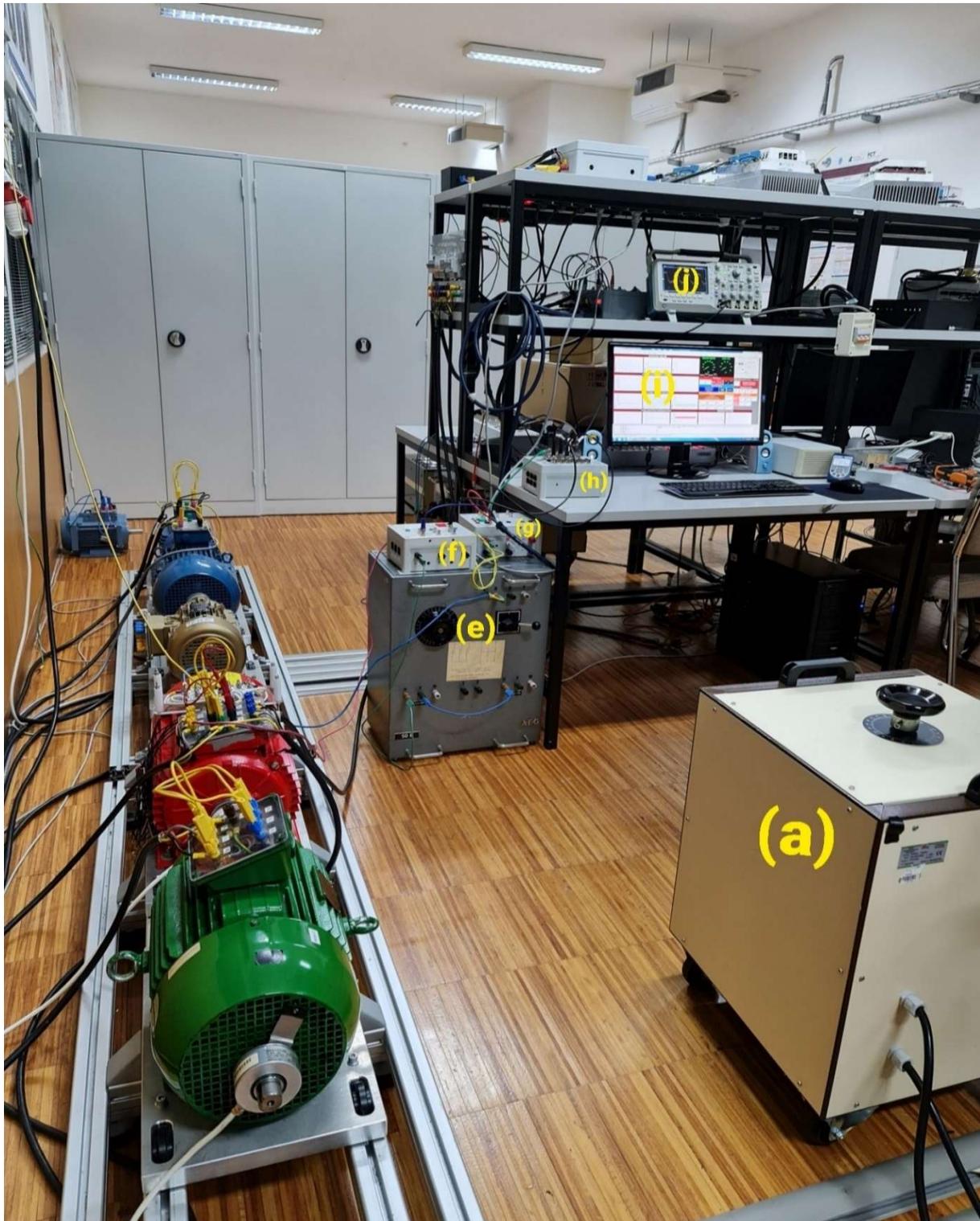


Figura C.2 – Montagem experimental.

Em paralelo com o barramento DC<sup>31</sup> é ligado um banco de dois condensadores, ligados em série, de capacidades de 6800  $\mu$ F e de tensão nominal 400 V, apresentado na Figura C.3, usado para alimentar as pontes inversoras trifásicas.

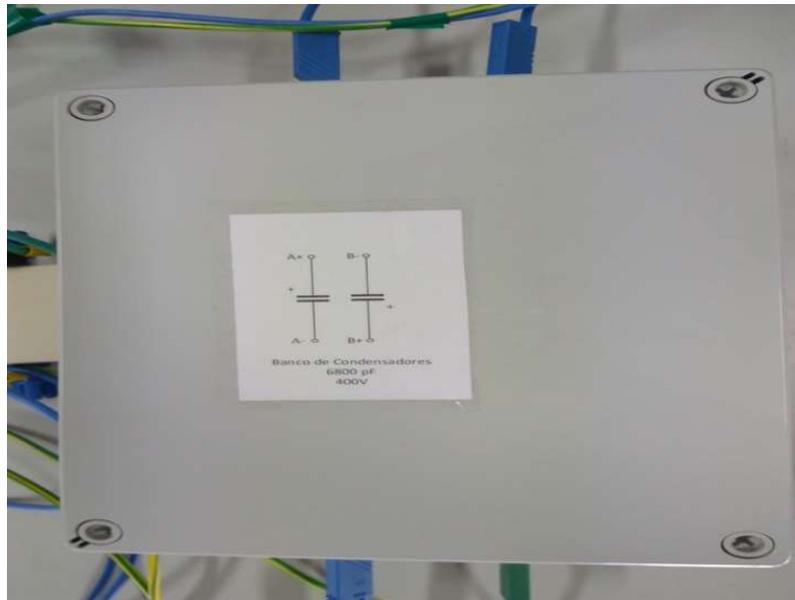


Figura C.3 – Banco de condensadores utilizados no barramento DC.

A ponte inversora utilizada para alimentar o SPMSM de seis fases controlado através de uma estratégia de controlo PCC, apresentada na Figura C.4 é do modelo 132GD120-DUL da SEMIKRON, os seus parâmetros como tensão nominal de condução e corrente nominal são respetivamente 1200 V, 150 A.

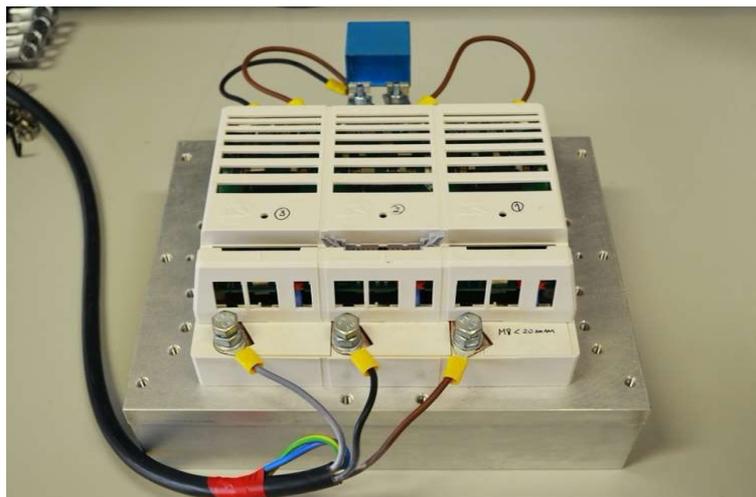


Figura C.4 – Ponte inversora trifásica.

<sup>31</sup> O valor da tensão  $U_{dc}$  utilizada para alimentar os dois inversores é de 650 V.

A Figura C.5 apresenta o variador eletrônico de velocidade do modelo CFW09 da WEG utilizado para alimentar e controlar o MIT que funciona como carga mecânica.



Figura C.5 – Variador eletrônico de velocidade utilizado para controlar o MIT.

A Figura C.6 apresenta os sensores de tensão e corrente, utilizados para medição da corrente de curto-circuito, tensão entre os dois neutros e tensão na resistência externa de curto-circuito.

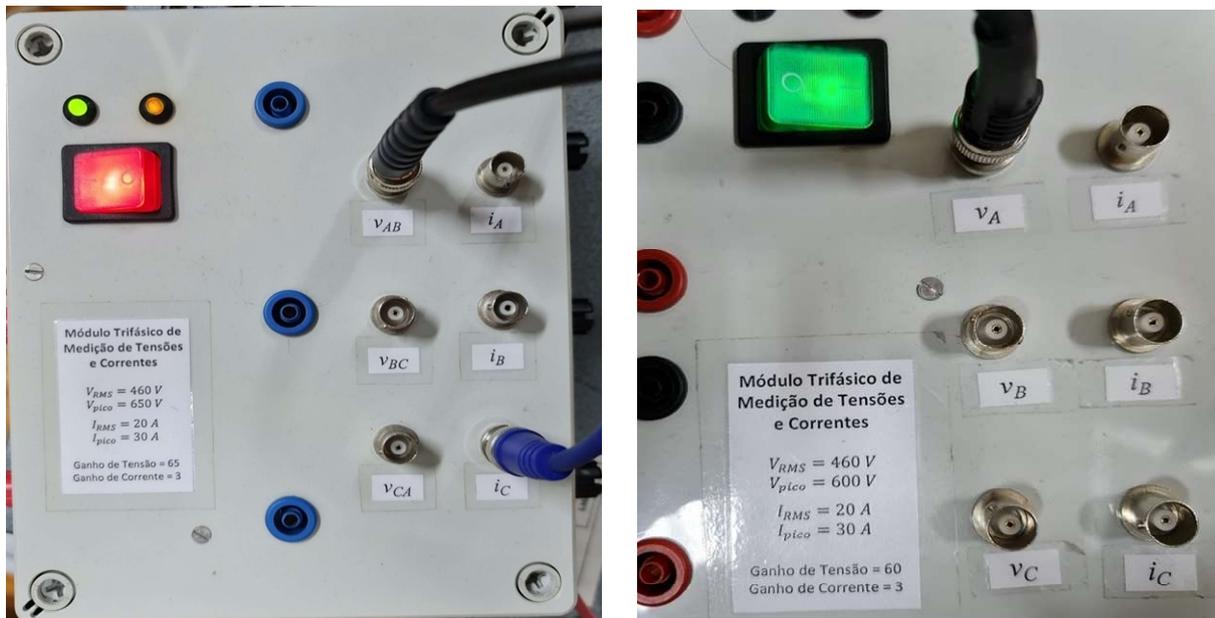


Figura C.6 – Sensores de corrente e tensão utilizados para: a) medição da corrente de curto-circuito e da tensão entre os dois neutros; b) medição da tensão nos terminais da resistência externa de curto-circuito.

A Figura C.7 apresenta o filtro passa-baixo utilizado para filtrar as grandezas medidas como a corrente de curto-circuito, tensão entre os dois neutros e tensão na resistência externa de curto-circuito.

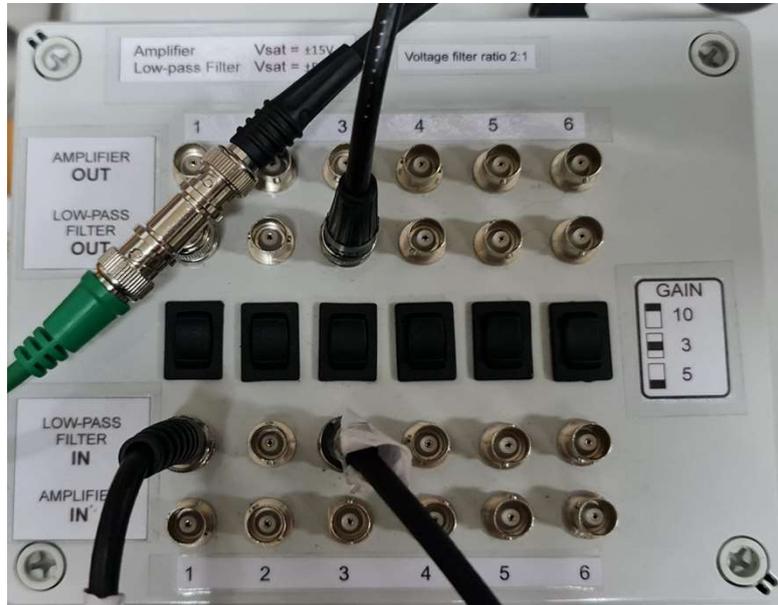


Figura C.7 – Filtro passa-baixo utilizado para filtrar a corrente de curto-circuito, a tensão entre os dois neutros, e a tensão na resistência externa de curto-circuito.

A Figura C.8 apresenta a resistência externa utilizada para execução dos curtos-circuitos entre espiras cujo valor máximo medido a frio (25°C) é de  $R_{cc,max} = 4.20 \Omega$ .

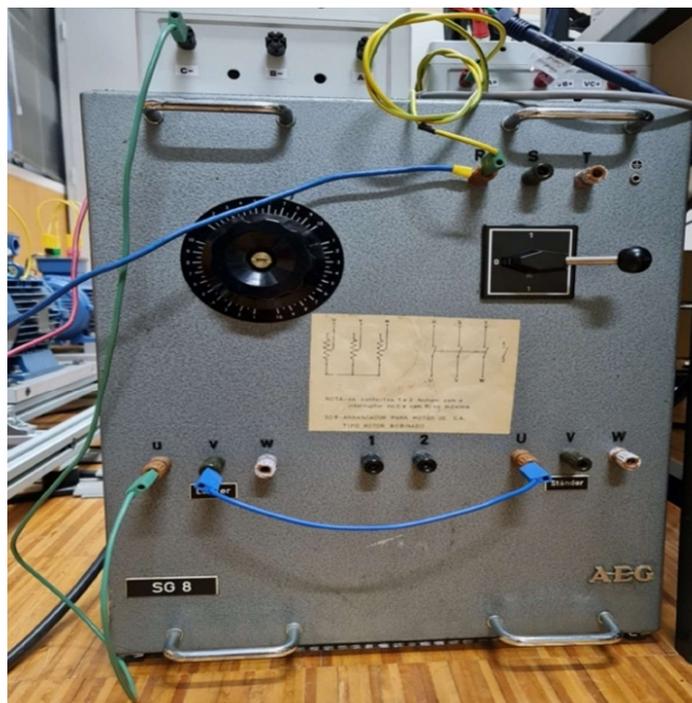


Figura C.8 – Resistência externa utilizada para execução dos curtos-circuitos entre espiras.

Na Figura C.9 é apresentado a plataforma dSPACE DS1103, esta plataforma possui 20 ADCs distintos no painel de ligações, entretanto para execução dos ensaios experimentais foram utilizados 11 canais. No ADC1 é ligado o sinal de medida da tensão entre os dois neutros ( $u_{n1n2}$ ), no ADC2 é ligado o sinal de medida da corrente de curto-circuito ( $i_{cc}$ ), no ADC3 é ligado o sinal de medida da tensão de curto-circuito ( $u_{cc}$ ), no ADC5, ADC9 e ADC13 são ligados os sinais de medida das correntes de alimentação do segundo conjunto de enrolamentos que são respetivamente  $i_{a2}, i_{b2}, i_{c2}$  no ADC17, ADC18, ADC19 são ligados os sinais de medida das correntes de alimentação do primeiro conjunto de enrolamentos que são respetivamente  $i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}$ , no ADC20 é ligado o sinal de medida da tensão  $U_{dc}$ . No ADC15 é ligado o sinal de medida da posição angular mecânica do rotor.



Figura C.9 – Painel de ligação de entradas e saídas da plataforma dSPACE DS1103.

A Figura C.10 compara os enrolamentos estatóricos antes e depois da ocorrência de curto-circuito entre espiras num motor industrial.

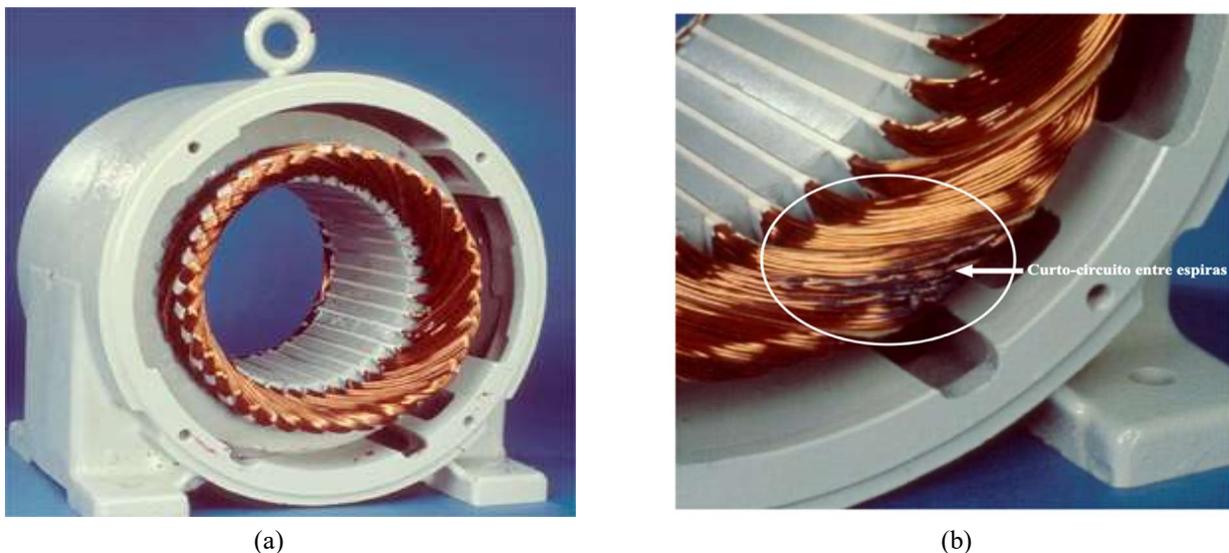


Figura C.10 – Curto-circuito entre espiras nos enrolamentos estatóricos de uma máquina elétrica [68]: (a) enrolamentos do estator saudável; (b) enrolamento do estator com curto-circuito entre espiras.

# Apêndice D

## Outros Resultados

Neste apêndice são apresentados outros resultados. A Figura D.1 ilustra as formas de onda no domínio do tempo, do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , obtida por ensaios experimentais para situações com a máquina saudável e com curtos-circuitos entre espiras.

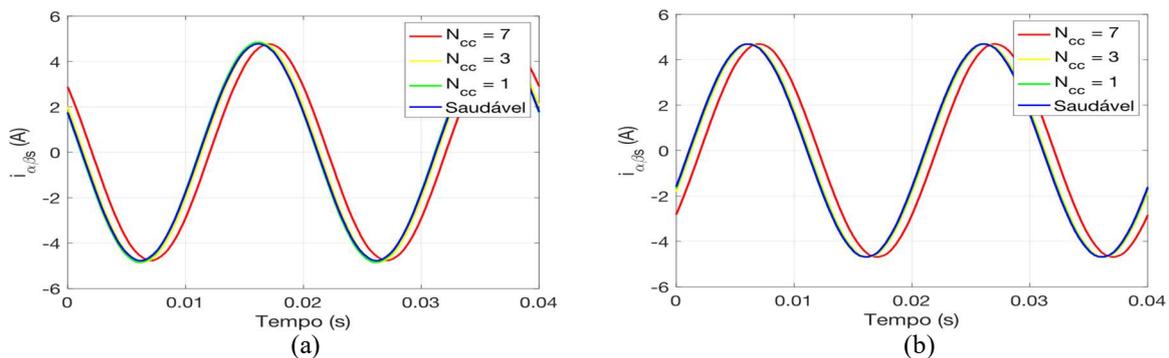


Figura D.1 – Resultados experimentais da evolução temporal do vetor espacial das correntes estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

A Figura D.2 ilustra as formas de onda no domínio do tempo do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , obtida por ensaios experimentais.

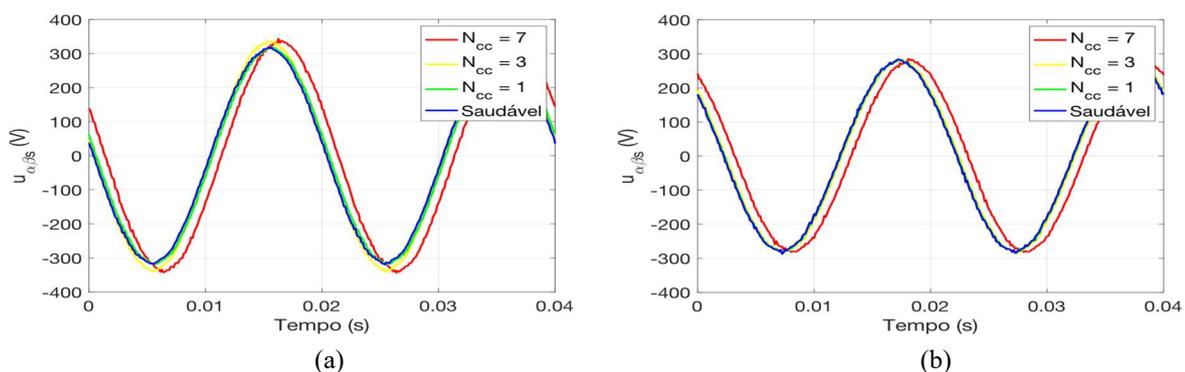


Figura D.2 – Resultados experimentais da evolução temporal do vetor espacial das tensões estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

A Figura D.3 ilustra as formas de onda da tensão entre os dois neutros no domínio do tempo, obtida por ensaios experimentais para situações com a máquina saudável e com curtos-circuitos entre espiras.

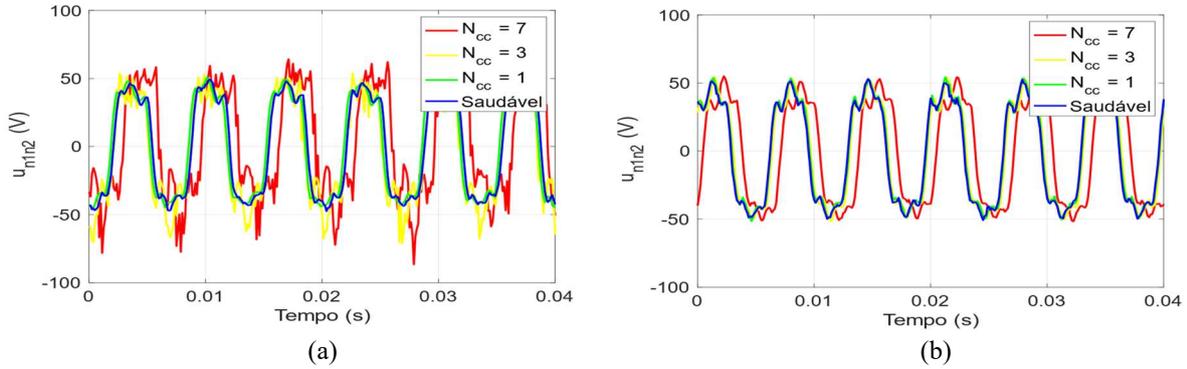


Figura D.3 – Resultados experimentais da evolução temporal da tensão entre os dois neutros, em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ , nas seguintes condições de funcionamento: (a) motor a 1500 rpm; (b) gerador a 1500 rpm.

A Figura D.4 ilustra as formas de onda no domínio do tempo das potências ativa e reativa estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , obtida por ensaios experimentais para situações com a máquina saudável e com curtos-circuitos entre espira.

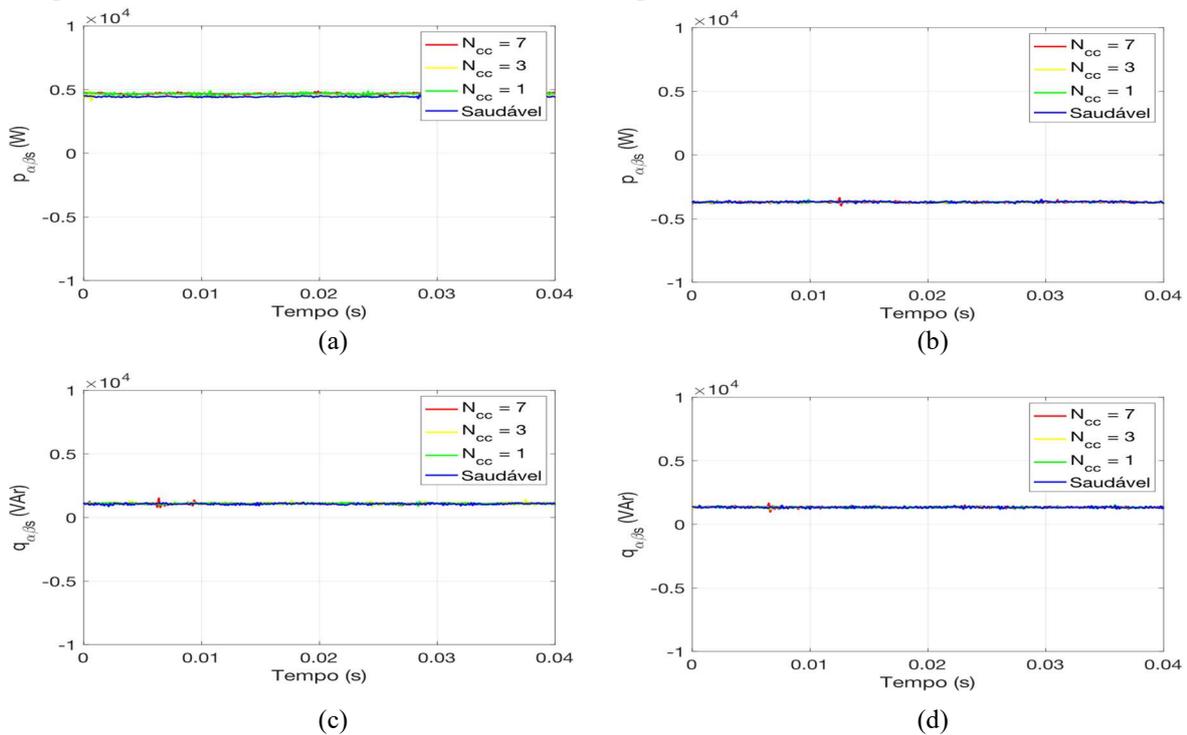


Figura D.4 – Resultados experimentais da evolução temporal das potências ativa e reativa estatóricas no subespaço  $\alpha - \beta$ , em função do  $N_{cc}$ , com a máquina a funcionar à carga nominal, com curtos-circuitos entre espiras nos enrolamentos da fase  $a_1$ : (a) potência ativa para funcionamento como motor a 1500 rpm; (b) potência ativa para funcionamento como gerador a 1500 rpm; (c) potência reativa para funcionamento como motor a 1500 rpm; (d) potência reativa para funcionamento como gerador a 1500 rpm.