

Diagnóstico da Ocorrência de Curtos-Circuitos entre Espiras nos Enrolamentos Estatóricos de Máquinas Síncronas de Relutância

Kévin Moura Henriques

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

Orientador: Prof. Doutor António João Marques Cardoso
Co-orientador: Doutor Khaled Laadjal

junho de 2022

Dedicatória

Dedico este trabalho ao meus Pais, Paulo Henriques e Karine Henriques, à minha Irmã Jéssica Henriques e Avós Baltazar Moura e Josiane Moura, por me terem sempre apoiado nos momentos mais difíceis e fornecido as bases necessárias para a conclusão desta etapa tão importante.

Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer ao Professor Doutor António João Marques Cardoso, pela confiança que depositou em mim e pela supervisão de todo o meu trabalho, providenciando-me os meios e condições para a realização do mesmo.

Em segundo lugar, quero expressar a minha gratidão ao Doutor Khaled Laadjal pela sua disponibilidade, orientação e auxílio prestado durante a composição deste trabalho, dando-me a confiança e motivação necessária para a sua conclusão, com sucesso.

Gostaria de expressar também o meu apreço, a todas as pessoas que fazem parte do LSE - Laboratório de Sistemas Electromecatrónicos e ao CISE - Centro de Investigação em Sistemas Electromecatrónicos, pelas condições, meios e auxílio que me foram providenciados.

Por fim, quero agradecer a todos os colegas e amigos, com um agradecimento especial ao Pedro Fernandes, à Ana Carvalho, à Cristina Cunha e à sua família, que me acompanharam, apoiaram e incentivaram ao longo deste percurso. Quero ainda agradecer à minha namorada Mariana Abreu que me apoiou nestes momentos finais.

A todos, o meu sincero obrigado!

Resumo

A Máquina Síncrona de Relutância (SynRM) atraiu recentemente muito interesse devido à estrutura do seu rotor. A ausência de ímanes permanentes e de gaiolas/enrolamentos no rotor, bem como o baixo custo de fabricação e melhor desempenho, são as principais vantagens perante a sua concorrência, os motores síncronos de ímanes permanentes (PMSM) e motores de indução (IM). Deste modo, a ocorrência de curtos-circuitos entre espiras é uma das avarias mais perigosas em máquinas elétricas e, se estas não forem detetadas numa fase inicial de desenvolvimento, podem resultar em consequências graves, tanto em termos de segurança como em custos de reparação. Desta forma, este estudo foca-se sobre a problemática do diagnóstico da ocorrência de tais avarias, em SynRM.

Neste trabalho, apresenta-se uma abordagem *online* eficaz para o diagnóstico de avarias de curto-circuito entre espiras, que se baseia no cálculo e monitorização de fatores específicos de severidade, baseados na transformada de *Fortescue* e definidos como a relação das componentes positivas e negativas da tensão e impedância. Esta abordagem é implementada num ambiente *LabVIEW* com o método *Short Time Least Square Prony's* (STLSP). Isto não requer a determinação de parâmetros do motor e envolve apenas a utilização de sensores de tensão. Por fim, foram realizados vários testes num SynRM, para várias condições de funcionamento (saudáveis e defeituosas). Os resultados obtidos confirmam a eficácia da técnica proposta para o diagnóstico de avarias de curto-circuito entre espiras, com elevada fiabilidade, rapidez e precisão.

Palavras-chave

Diagnóstico; Avarias de Curto-Circuito entre Espiras; Máquina Síncrona de Relutância (SynRM); Componentes Simétricos; *Short Time Least Square Prony's Method* (STLSP).

Abstract

The Synchronous Reluctance Machine (SynRM) has recently attracted much interest due to its rotor structure. The absence of permanent magnets and cage/winding in the rotor, as well as low manufacturing costs and improved performance, are the main advantages over its competitors, the Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM) and Induction Machines (IM). Therefore, the occurrence of inter-turn short-circuits is one of the most dangerous faults in electrical machines and if they are not detected at an early stage of development, they can result in serious consequences, both in terms of safety and repair costs. In this way, this study focuses on the problem of diagnosing the occurrence of such malfunctions in SynRM.

In this work, an effective online approach is presented for the diagnosis of inter-turn short-circuits faults, which is based on the calculation and monitoring of specific severity factors, based on Fortescue transformation, and defined as the ratio between the positive, negative voltage and positive and negative impedance components. This approach is implemented in a LabVIEW environment with the Short Time Least Square Prony's (STLSP) method. This does not require the determination of motor parameters and only involves the use of voltage sensors. Finally, several tests were performed on a SynRM, for various operating conditions (healthy and faulty). The results obtained confirm the effectiveness of the proposed technique for diagnosing inter-turn short-circuit faults with high reliability, rapidity, and accuracy.

Keywords

Diagnostic; Inter-Turn Short-Circuit Fault; Synchronous Reluctance Machine; Symmetrical Components; Short Time Least Square Prony's Method (STLSP).

Índice

Capítulo 1	1
Introdução	1
1.1 Motor Síncrono de Relutância (SynRM)	3
1.1.1 Constituição do SynRM	3
1.1.2 Princípio de funcionamento do SynRM	6
1.1.2.1 Modelo Matemático	8
1.1.3 Aplicações do SynRM	10
1.1.4 Comparações, vantagens e desvantagens do SynRM	13
Capítulo 2	15
Avarias	15
2.1 Diferentes tipos de avarias em motores elétricos	15
2.2 Avarias no SynRM	19
2.2.1 Avarias relacionadas com os enrolamentos estatóricos	19
Diagnóstico de avarias	21
2.3 Diagnóstico de avarias em motores de corrente alternada	22
2.3.1 Diagnóstico de avarias baseados em métodos analíticos	23
2.3.2 Diagnóstico de avarias baseados em métodos de processamento de sinais	24
2.3.3 Diagnóstico de avarias baseados em inteligência artificial	26
2.3.4 Diagnóstico de avarias com a utilização de <i>Hardware</i>	27
2.4 Diagnóstico de Avarias para SynRM	28
2.5 Método proposto	29
2.5.1 Transformada Rápida de Fourier (FFT)	30
2.5.2 Método de <i>Short-time Least Square Prony's</i>	31
Modelo Analítico do estator do SynRM	41
2.6 Modelo analítico sem avaria	41
2.7 Modelo analítico com curto-circuito entre espiras	42
Capítulo 3	45
Estudo e diagnóstico do SynRM com a presença de avarias no estator, adotando um controle em circuito aberto	45
3.1 Descrição da configuração experimental	45

3.2 Comportamentos elétricos do SynRM em estado de funcionamento normal e defeituoso.....	48
3.3 FFT da corrente “Ia”	52
3.4 FFT da Sequência Homopolar da Corrente	55
3.5 Limitações dos indicadores anteriores	58
3.5.1 Robustez para variações de carga	59
3.5.2 Determinação do espectro apenas de forma estacionária	59
3.5.3 Técnicas <i>offline</i>	59
3.6 Componentes Simétricos baseados na Transformada de <i>Fortescue</i>	60
3.7 Resultados obtidos através da utilização do Método de <i>Prony</i>	68
3.8 Conclusão.....	68
Capítulo 4	71
Diagnóstico online de avarias em curto-circuito entre espiras no SynRM com controlo de malha fechada.....	71
4.1 Controlo de malha fechada	71
4.2 Descrição do modelo da simulação.....	71
4.2.1 Modelo saudável do SynRM nos eixos <i>abc</i>	72
4.2.2 Modelo de curto-circuito do SynRM nos eixos <i>abc</i>	74
4.2.3 Simulação dos comportamentos elétricos do SynRM em estados de funcionamento normal e defeituoso	75
4.2.4 Resultados obtidos com o método de <i>Prony</i>	76
4.3 Descrição da configuração experimental.....	79
4.3.1 Comportamentos elétricos da configuração experimental do SynRM em estados de funcionamento normal e defeituoso	81
4.3.2 Resultados obtidos com o método de <i>Prony</i>	83
4.4 Conclusão.....	87
Capítulo 5.....	89
Conclusões e Sugestões para trabalhos futuros	89
5.1 Conclusões.....	89
5.2 Sugestões para trabalhos futuros.....	90
Bibliografia	91

Lista de Figuras

Figura 1.1: Eixo abc.....	3
Figura 1.2: Diferentes tipos de rotor do SynRM: (a) Rotor de polos salientes, (b) Rotor anisotrópico axialmente laminado, (c) Rotor anisotrópico transversalmente laminado [12].....	4
Figura 1.3: Um objeto com geometria anisotrópica (a) e isotrópica (b) num campo magnético ψ e um mecanismo de produção de binário [17].	6
Figura 1.4: Linhas de fluxo do SynRM [21].	7
Figura 1.5: Circuitos equivalentes do SynRM considerando as perdas de ferro no referencial rotórico síncrono.	9
Figura 1.6: Aplicação do SynRM na indústria têxtil [27].	11
Figura 1.7: Aplicação do SynRM numa estação de bombeamento de águas [28].....	11
Figura 1.8: Aplicação do SynRM num separador centrífugo para a produção de azeite [29].	12
Figura 1.9: Aplicação do SynRM em sistemas de ventilação [32].	12
Figura 1.10: Aplicação do SynRM num compressor de refrigeração [33].....	13
Figura 2.1: Os resultados do estudo do IEEE sobre as avarias em motores de indução.....	15
Figura 2.2: Resultados do estudo do EPRI sobre as avarias em motor de indução.....	16
Figura 2.3: Avarias em motores elétricos.....	18
Figura 2.4: Tipos de avarias no SynRM.	19
Figura 2.5: Avarias no estator	20
Figura 2.6: Curto-circuito entre espiras (esquerda), Ligação à terra na borda da ranhura (direito).....	20
Figura 2.7: Aspectos essenciais para o diagnóstico de avarias.	21
Figura 2.8: Métodos de Diagnóstico.	23
Figura 2.9: Métodos de diagnóstico baseados em métodos analíticos.	23
Figura 2.10: Métodos diagnóstico baseados em processamento de sinais [81].	26
Figura 2.11: Métodos de diagnóstico baseados em inteligência artificial.	26
Figura 2.12: Métodos de diagnostico através de hardware.	28
Figura 2.13: Processo para o método proposto para o diagnóstico da avaria.	30
Figura 2.14: Representação de um sinal no domínio do tempo e no domínio da frequência [98].	31
Figura 2.15: Esquema para a estimativa de um sinal.	35
Figura 2.16: Sinal gerado no domínio temporal.....	35
Figura 2.17: Espectro gerado ($F_s=60$ Hz).	36
Figura 2.18: Descrição do Método STLSP.	37

Figura 2.19: Frequência e amplitude estimadas pelo método <i>Prony</i> com janela deslizante.	37
Figura 2.20: Sinal de regime transitório gerado no domínio temporal.	38
Figura 2.21: Frequência e amplitude estimadas de um sinal de regime transitório.	38
Figura 2.22: Padrão temporal do sinal gerado.	39
Figura 2.23: Espectro gerado pelo sinal.	40
Figura 2.24: Diferentes frequência e amplitude estimadas do sinal gerado.	40
Figura 2.25: Curto-circuito entre espiras no estator de três fases.	42
Figura 2.26: Curto-circuito entre espiras numa secção de uma bobina monofásica.	43
Figura 3.1 (a): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.	46
Figura 3.1 (b): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.	47
Figura 3.2: Caixa de terminais e esquema das ligações aos enrolamentos na fase A.	47
Figura 3.3: Corrente do motor para funcionamento normal com diferentes cargas.	49
Figura 3.4: Corrente do motor para funcionamento com avaria de curto-circuito entre espiras e com diferentes severidades, carga 0Nm.	49
Figura 3.4 (a): Secção verde das correntes do motor.	50
Figura 3.4 (b): Secção vermelha das correntes do motor.	50
Figura 3.5: Tensões do motor para funcionamento normal com diferentes cargas.	51
Figura 3.6: Corrente do motor para funcionamento com avaria de curto-circuito entre espiras e com diferentes severidades, carga 0Nm.	51
Figura 3.6 (a): Secção verde das correntes do motor.	52
Figura 3.6 (b): Secção vermelha das correntes do motor.	52
Figura 3.7: Espectro das correntes do estator para diferentes níveis de severidade do curto- circuito e diferentes cargas.	53
Figura 3.8: Gráfico da evolução da avaria no Harmónico Fundamental.	54
Figura 3.9: Gráfico da evolução da avaria no Terceiro Harmónico.	55
Figura 3.10: Espectro da sequência homopolar da corrente para diferentes níveis de severidade do curto-circuito e diferentes cargas.	56
Figura 3.11: Gráfico da evolução da avaria no Harmónico Fundamental.	57
Figura 3.12: Gráfico da evolução da avaria no Terceiro Harmónico.	58
Figura 3.13: Componentes simétricos em condições trifásicas equilibradas [106].	61
Figura 3.14: Componentes simétricos em condições trifásicas desequilibradas [106].	61
Figura 3.15: Esquema da implementação on-line da técnica proposta.	62
Figura 3.16: Impedância dos enrolamentos do estator com diferentes severidades de avaria.	63
Figura 3.17: Impedância dos enrolamentos do estator com o motor em funcionamento normal com diferentes cargas.	63

Figura 3.18: Fatores da tensão do motor para diferentes cargas.	64
Figura 3.19: Fatores da tensão do motor para diferentes severidades de avaria.	64
Figura 3.20: Fatores da impedância do motor para diferentes cargas.	64
Figura 3.21: Fatores da impedância do motor para diferentes severidades.	65
Figura 3.22: Indicadores para o diagnóstico de avarias para diferentes cargas	66
Figura 3.23: Indicadores para o diagnóstico de avarias para diferentes severidades de avaria.	67
Figura 4.1: Modelo computacional utilizado na simulação em Matlab do SynRM.....	72
Figura 4.2: Simulação da tensão do motor para funcionamento normal com diferentes cargas.	75
Figura 4.3: Tensão do motor para funcionamento sem avaria e com avaria de curto-circuito entre espiras e com diferentes severidades, carga 0Nm.	75
Figura 4.4: Secção vermelha da tensão no motor	76
Figura 4.5: Indicadores para o diagnóstico para diferentes cargas.	77
Figura 4.6: Indicadores para o diagnóstico para diferentes severidades de curto-circuito, com carga de 4Nm.	78
Figura 4.7 (a): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.	80
Figura 4.7 (b): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.	80
Figura 4.7 (c): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.	81
Figura 4.8: Tensão do motor para funcionamento normal com diferentes cargas.....	81
Figura 4.9: Tensão do motor para funcionamento com avaria de curto-circuito entre espiras e com diferentes severidades, carga 4Nm	82
Figura 4.9 (a): Secção verde das correntes do motor.....	82
Figura 4.9 (b): Secção vermelha das correntes do motor.....	82
Figura 4.10: Impedância dos enrolamentos do estator.....	84
Figura 4.11: Indicadores para o diagnóstico para diferentes cargas.	85
Figura 4.12: Indicadores para o diagnóstico para diferentes severidades de curto-circuito, com carga de 4Nm.	86

Lista de Tabelas

Tabela 1.1: Comparação dos tipos de Rotor do SynRM [15].....	5
Tabela 1.2: Comparação das tecnologias de diferentes motores [104].	14
Tabela 2.1: Tipos de Avarias Mecânicas e causas	16
Tabela 2.2: Tipos de Avarias Elétricas e causas	17
Tabela 2.3: A amplitude e frequência estimadas pelos métodos de <i>Prony</i> e FFT.	36
Tabela 3.1: Parâmetros do SynRM	48
Tabela 3.2: Valores obtidos nos gráficos do FFT.....	54
Tabela 3.3: Valores obtidos nos gráficos do FFT.....	57
Tabela 3.4: Efeito da variação das cargas nos fatores de desequilíbrio.	65
Tabela 3.5: Efeito da avaria nos fatores de desequilíbrio.....	66
Tabela 3.6: Efeito da variação das cargas nos fatores de desequilíbrio definidos (ZVF e ZIF).	67
Tabela 3.7: Efeito da avaria nos fatores de desequilíbrio definidos (ZVF e ZIF).....	67
Tabela 4.1: Efeito da avaria nos fatores de desequilíbrio definidos (NVF e NIF).....	78
Tabela 4.2: Efeito da avaria nos fatores de desequilíbrio definidos (NVF e NIF).	83

Lista de Acrónimos

EFH	<i>Eccentricity Fault Harmonics</i> – Harmónico de Falha de Excentricidade
EPRI	<i>Electric Power Research Institute</i> – Instituto de Investigação de Energia Eléctrica
EPVA	<i>Extended Park's Vector Approach</i> – Análise Espectral do Módulo do Vetor de <i>Park</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> – Transformada rápida de <i>Fourier</i>
FMM	Força Magnetomotriz
IM	<i>Induction Motor</i> – Motor de Indução
ITSC	<i>Inter-turn Short Circuit Fault</i> – Avaria de Curto-circuito entre espiras
NCF	<i>Negative Current Factor</i> – Fator de Corrente Negativa
NIF	<i>Negative Impedance Factor</i> – Fator de Impedância Negativa
NVF	<i>Negative Voltage Factor</i> – Fator de Tensão Negativa
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i> – Motor Síncrono de Ímanes Permanentes
STLSP	<i>Short-time Least Square Prony's</i>
SynRM	<i>Synchronous Reluctance Motor</i> – Motor Síncrono de Relutância
TH	<i>Temporal Harmonics</i> – Harmónicos Temporais
UBI	Universidade da Beira Interior
NIF	<i>Negative Impedance Factor</i> – Fator Negativo da Tensão
NVF	<i>Negative Voltage Factor</i> – Fator Negativo da Impedância
ZIF	<i>Zero Impedance Factor</i> – Fator Homopolar da Impedância
ZVF	<i>Zero Voltage Factor</i> – Fator Homopolar da Tensão

Lista de Símbolos

θ_e	Posição angular elétrica do sistema de eixos (rad)
θ_m	Posição angular mecânica do rotor (rad)
ω_{re}	Velocidade angular elétrica no rotor (rad/s)
ω_r	Velocidade angular mecânica no rotor (rad/s)
B_m	Coefficiente de atrito viscoso (Nms/rad)
i_a, i_b, i_c	Correntes estatóricas (A)
i_d, i_q	Correntes estatóricas em eixo dqO com referência no rotor (A)
J_m	Constante de inercia do motor ($\text{kg}\cdot\text{s}^2/\text{rad}$)
L_d, L_q	Indutâncias em eixo dqO (H)
N	Velocidade de rotação mecânica (rpm)
p	Número de pares de pólos do motor
R_c	Resistência simbólica das perdas no ferro (Ω)
T_e	Binário eletromagnético desenvolvido pelo motor (Nm)
T_L	Binário de carga (Nm)
v_a, v_b, v_c	Tensões estatóricas (V)
v_d, v_q	Tensões estatóricas em eixo dqO (V)
X_d, X_q	Eixos direto e de quadratura

Capítulo 1

Introdução

Atualmente, as máquinas elétricas integram o dia-a-dia da sociedade proporcionando conveniência e conforto em várias aplicações domésticas e industriais, possibilitando o desenvolvimento e crescimento tecnológico.

Estas são máquinas eletromecânicas e são classificadas de acordo com o tipo de movimento, a sua velocidade, a natureza da corrente e o número de fases. Em relação ao movimento podem ser consideradas máquinas rotativas ou máquinas estáticas, quanto à velocidade podem ser máquinas síncronas ou máquinas assíncronas, podem ainda ser máquinas de corrente contínua ou corrente alternada, relativamente à natureza da corrente e quanto ao número de fases, podem ser máquinas monofásicas ou máquinas polifásicas, sendo a mais comum a máquina trifásica [1], [2].

As máquinas elétricas podem funcionar para diferentes fins, sendo eles motor, gerador ou transformador. Os motores são alimentados por energia elétrica que é convertida em energia mecânica. Por outro lado, o gerador funciona de forma inversa ao do motor, sendo alimentado por energia mecânica que é convertida em energia elétrica. Por fim, o transformador é alimentado por energia elétrica e converte na mesma em energia elétrica, no entanto com diferentes parâmetros tais como o aumento ou diminuição da tensão. Os motores e geradores são considerados máquinas rotativas, uma vez que possuem uma parte girante e outra estática, rotor e estator, respetivamente. Em contrapartida, o funcionamento dos transformadores não se encontra de acordo com a definição de máquina elétrica, uma vez que não implicam qualquer tipo de movimento, isso acontece devido ao facto de a sua operação se basear no fenómeno de indução eletromagnética. Assim, as máquinas elétricas proporcionam uma vasta gama de aplicações [1], [2].

Apesar de tudo isto e devido à grande variedade de aplicações, os motores elétricos necessitam de garantir a máxima eficiência. Na atualidade, a maioria dos motores presentes na indústria são os motores de indução (IM) devido ao facto de terem valores relativamente elevados do fator de potência e eficiência e ainda características mecânicas rígidas [3]. No entanto, muitas vezes a principal desvantagem deste tipo de motores são o rendimento, devido às perdas nos enrolamentos rotóricos. Por essa razão, a principal solução de alternativa ao IM é o motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM), porém o custo dos ímanes utilizados neste tipo de motores é demasiado elevado, e, por outro lado, quando os ímanes estão sujeitos a altas temperaturas, tendem a desmagnetizar-se ao longo do tempo. Considerando estas razões, os PMSM são uma alternativa pouco viável a nível económico

[4]. Assim sendo, para aplicações em que aspetos como baixo custo inicial, robustez e elevada fiabilidade são pretendidos, o motor síncrono de relutância (SynRM) revela-se como uma boa solução, comparativamente com os IM e PMSM.

Por isso, nos últimos anos tem vindo a aumentar o interesse pelas máquinas de relutância, uma vez que estas apresentam uma estrutura simples e robusta, onde os níveis de rendimento são maiores e a exigência de custo de manutenção é mais baixa. Acrescentando a isto, a facilidade de construção, fiabilidade, reciclabilidade e baixo custo de fabrico tornam esta máquina mais chamativa. Embora esta máquina tenha ultimamente ganho popularidade, o princípio da máquina de relutância foi criado pela primeira vez em 1838. J. K. Kosko inventou a máquina que está a ser considerada nesta dissertação, na década de 1920. No entanto, esta não conseguiu atingir todo o seu potencial até à introdução da eletrónica de potência e controlo utilizada em variadores de velocidade [5], [6].

No entanto, apesar de todas estas condições favoráveis, nas máquinas elétricas, após longos períodos de tempo de funcionamento em esforço e devido ao desgaste, começam a surgir avarias nas chumaceiras e nas espiras do estator. Deste modo, o foco deste trabalho é o estudo do comportamento do motor síncrono de relutância quando sujeito a avarias no estator. Uma vez que a maioria das avarias no estator está ligada a fatores de envelhecimento, iniciando-se como uma forma de curto-circuito entre espiras, o objetivo prende-se em diagnosticar a avaria numa fase inicial e, ao mesmo tempo, avaliar o comportamento da máquina em funcionamento saudável e em estado de avaria.

Assim, este trabalho divide-se em 5 partes, sendo que no Capítulo 1 é realizada uma abordagem dos aspetos construtivos do motor, princípio de funcionamento, aplicações da máquina e ainda comparações da mesma perante outras existentes no mercado.

No Capítulo 2 são desenvolvidos os diferentes tipos de avarias de um modo geral e, posteriormente, de forma mais específica para o motor síncrono de relutância. Em seguida são também apresentados os diferentes diagnósticos de avarias para os diferentes tipos de motor e, subsequentemente, para o motor em questão. Por fim, é tratado o modelo matemático desenvolvido e implementado em ambiente computacional, traduzindo o funcionamento do motor com e sem avaria de curto-circuito entre espiras.

No Capítulo 3 são apresentados estudos experimentais para o diagnóstico de avarias no estator. Inicialmente é explicada a configuração experimental, depois, tem-se a representação dos comportamentos do motor para os estados de funcionamento normal e defeituoso com um controlo de malha aberta. Em seguida são demonstrados diferentes indicadores e o método proposto e, por fim, é feita uma conclusão relativamente aos resultados obtidos.

No Capítulo 4 apresenta-se a validação do modelo proposto, verificando a eficácia e robustez do indicador para testes de simulação e experimentais com controlo de malha fechada.

No Capítulo 5 é feita uma análise geral do trabalho, expondo as conclusões finais. A par com as conclusões, neste capítulo, são ainda apresentadas propostas de trabalhos a serem desenvolvidas no futuro.

1.1 Motor Síncrono de Relutância (SynRM)

1.1.1 Constituição do SynRM

O SynRM possui uma construção simples comparando com outras máquinas. Sendo o SynRM constituído por uma estrutura estatórica e por uma estrutura rotórica, em que não há necessidade de qualquer tipo de contacto entre ambos como acontece em motores de rotor bobinado, é necessário o uso de anéis coletores ou escovas. Para além disso, este apresenta enrolamentos apenas no estator e não necessita de ímanes permanentes [7], [8].

Deste modo, o estator é semelhante a outras máquinas, sendo constituído por chapas de material ferromagnético tratado termicamente com o intuito de minimizar perdas por histerese e correntes parasitas. As chapas encontram-se na superfície interna do estator apresentando ranhuras entre si. Posteriormente, os enrolamentos são colocados nessas ranhuras, podendo estes serem monofásicos ou polifásicos, sendo, no entanto, os mais comuns os enrolamentos trifásicos, estando eles desfasados entre si de 120° elétricos (Figura 1.1), [7], [9], [10].

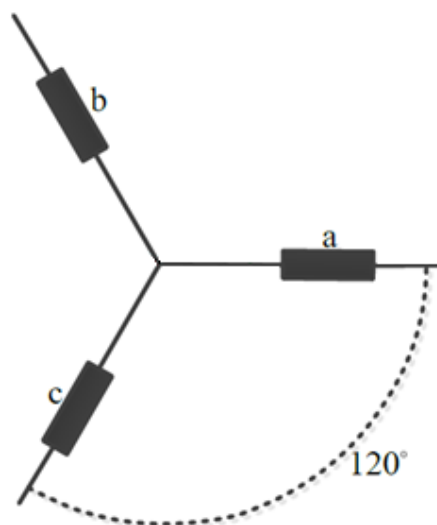


Figura 1.1: Eixo *abc*.

Com efeito, o elemento que diferencia esta máquina das outras é o rotor, dado que não possui enrolamentos. A temperatura de funcionamento é baixa o que consequentemente aumenta o desempenho e a vida útil da mesma. Por outro lado, a inexistência de ímãs permanentes implica ainda um baixo custo. Assim, o rotor é constituído por material ferromagnético de geometria anisotrópica que origina uma relutância magnética variável. Esta relutância surge de uma diferença considerável entre as indutâncias L_d e L_q , tem um valor elevado segundo o eixo de quadratura ou eixo q e um valor baixo segundo o eixo direto ou eixo d . Esta diferença entre os dois eixos provoca alterações na produção de binário. Para tal, foram criadas várias estruturas através da remoção de material do rotor, de maneira a aperfeiçoar o rácio de saliência, para que possa melhorar o rendimento, fator de potência e densidade de binário por volume. Portanto, as principais estruturas de rotor são rotor de pólos salientes, rotor anisotrópico axialmente laminado e rotor anisotrópico transversalmente laminado, Figura 1.2 [7], [9], [11]–[14].

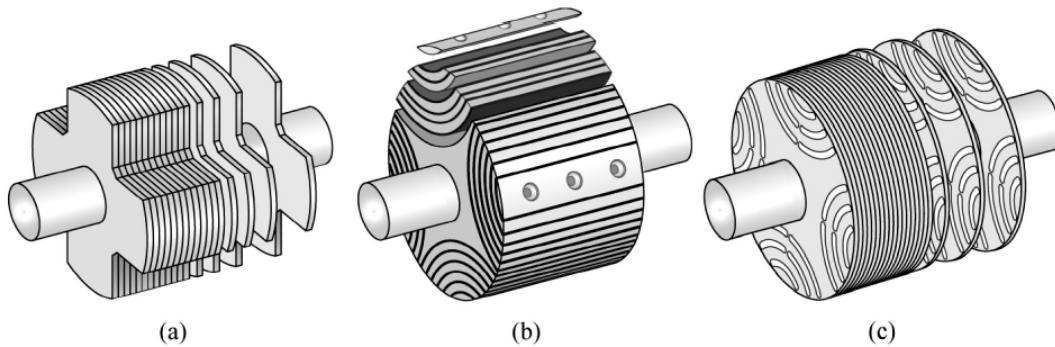


Figura 1.2: Diferentes tipos de rotor do SynRM: (a) Rotor de pólos salientes, (b) Rotor anisotrópico axialmente laminado, (c) Rotor anisotrópico transversalmente laminado [12].

Assim, o rotor de pólos salientes é considerado mais robusto e de fácil fabrico visto que a sua construção consiste apenas na remoção de material, como se pode verificar na Figura 1.2 (a). Todavia, o seu desempenho é afetado devido à reduzida diferença e razão entre as indutâncias L_d e L_q [9], [12].





















Deste modo, os rotores axial e transversalmente laminados são consideravelmente mais complexos de se fabricar, porém estas estruturas apresentam melhores rendimentos. No rotor de lâminas dispostas de forma axial em torno do veio, estas são sobrepostas em conjuntos e isoladas entre si. Na disposição das lâminas, após a sua sobreposição, são suportadas pelo aparafusamento ao veio para que estas permaneçam fixas (ver Figura 1.2 (b)). Posto isto, este tipo de estrutura é de elevada complexidade mecânica, sendo de difícil execução. É de notar que a resistência de uma construção mecânica aparafusada é afetada, limitando assim a velocidade angular máxima [10], [12], [14].

Por último, o rotor anisotrópico axialmente laminado é construído por chapas colocadas ao longo do veio, contendo ranhuras que funcionam como barreiras à passagem

de fluxo. Este tipo de estruturas é de fabrico mais fácil do que a anterior, no entanto tem alguns problemas. Um deles é a incapacidade de resistir a esforços da estrutura retórica relativamente às variações de velocidade. Assim sendo, para colmatar esta debilidade e aumentar a resistência mecânica, são utilizadas pontes metálicas entre as barreiras de fluxo dos segmentos. Em alternativa, estes espaços também são preenchidos com material plástico ou epóxi. Estas soluções de aumento da rigidez têm, no entanto, algumas desvantagens porque, com a colocação das pontes metálicas, não só estas induzem fluxo de dispersão, como ainda, com as elevadas rotações, o material pode ceder provocando danos na máquina. Para solucionar este problema referido anteriormente, existe a possibilidade do aumento da espessura das pontes metálicas. No entanto, a sua consequência é o aumento do fluxo de dispersão que, por sua vez, para atingir determinado binário, será necessário um aumento da corrente de magnetização. O preenchimento das ranhuras com materiais que reforcem a rigidez do rotor tem um problema que é o aumento da massa do rotor que, consequentemente, causa um aumento dos momentos de inércia da máquina [7], [9], [10], [12].

Por fim, a Tabela 1.1 resume as características dos diferentes rotores a nível da performance, resistência mecânica, preço e complexidade de fabricação.

Tabela 1.1: Comparação dos tipos de Rotor do SynRM [15].

Tipo de rotor	Performance	Resistência mecânica	Preço	Complexidade de fabricação
Rotor de pólos salientes				
Rotor de barras axialmente laminadas				
Rotor de barras transversalmente laminadas				
Rotor assistido por ímanes permanentes				
Rotor assistido por supercondutores				

Legenda:  = Mau;  = Bom;  = Muito Bom.

1.1.2 Princípio de funcionamento do SynRM

O princípio de funcionamento é baseado no conceito de relutância magnética, o que significa que, quando um campo magnético é aplicado sob um material magnético (rotor), este tem tendência a alinhar-se com o campo, ou seja, o ângulo entre o eixo direto e o fluxo magnético é nulo, minimizando assim a relutância do circuito magnético [11], [16].

Com efeito, aquando da passagem de corrente alternada trifásica que alimenta um estator com sistema trifásico e equilibrado de correntes sinusoidais, este cria um campo magnético girante no entreferro com velocidade dependente da frequência e do número de pólos da máquina. Assim, com a presença deste campo magnético, o rotor magnetiza, mas não de forma permanente, uma vez que é construído por material ferromagnético. Deste modo, o rotor tenderá a alinhar-se com o campo girante de forma a reduzir a relutância do circuito.

De maneira que este alinhamento aconteça, é necessário ter em conta a estrutura magnética do rotor. Existem dois tipos de estrutura (a isotrópica e a anisotrópica) que se distinguem pelo facto de que quando se é aplicado um campo magnético na estrutura anisotrópica, apenas existe rotação se houver uma deslocação relativa desse campo com o eixo direto (Xd), sendo assim gerado binário. Por outro lado, numa estrutura isotrópica o fluxo é constante em todos os ângulos, não existindo deslocamento, como acontece na Figura 1.3 [17]–[19].

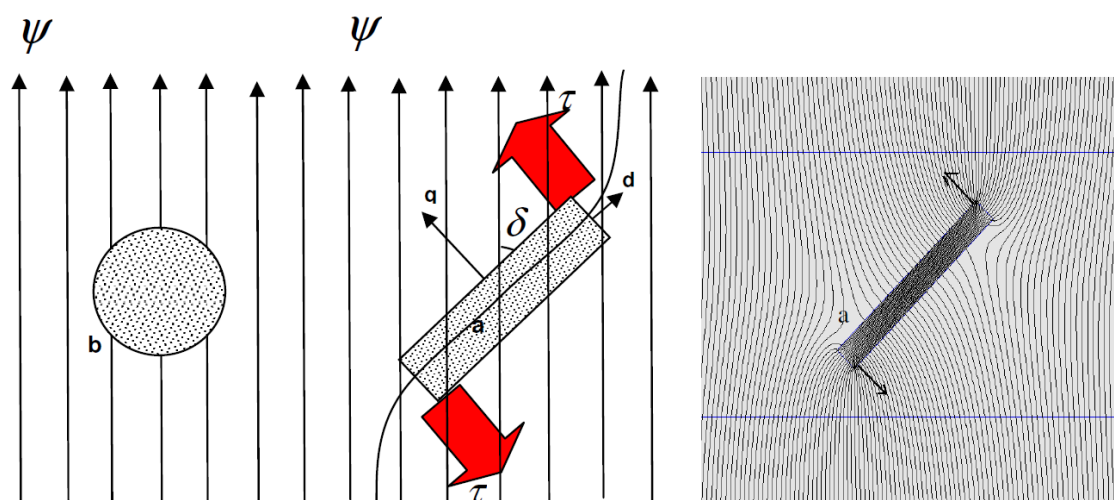


Figura 1.3: Objeto com geometria anisotrópica (a) e isotrópica (b) num campo magnético ψ e mecanismo de produção de binário [17].

Através da Figura 1.3 podemos constatar que existirá binário para reduzir a energia potencial do sistema através da redução da distorção do campo no eixo de quadratura (Xq), reduzindo também o ângulo delta para zero ($\delta=0^\circ$). Porém, se o ângulo delta for mantido constante através da aplicação de carga ou controlo, a energia eletromagnética produzida irá ser convertida continuamente em energia mecânica (binário) [17].

Com base na explicação do funcionamento básico acima descrita, percebe-se que as relutâncias segundo os eixos (direto e quadratura) influenciam o binário produzido pela máquina. Assim, quanto mais altas forem as reatâncias dos eixos maior será o binário produzido. Outra forma de análise é através do circuito indutivo onde é possível realizar-se a mesma análise às indutâncias (L_d e L_q). Por último, a corrente que é absorvida pelo motor é maioritariamente reativa devido ao facto de o campo magnético existente no entreferro ser produzido pelo fluxo magnético do estator. Isso faz com que haja um fator de potência baixo, visto que este depende da razão de saliência (X_d/X_q ou L_d/L_q), esta razão pode ser elevada de forma a diminuir as dificuldades causadas pelo baixo fator de potência [9], [19].

No caso do rotor dos motores síncronos de relutância a sua estrutura magnética é anisotrópica, sendo a magnetização do campo através do entreferro provocado pelo estator, o rotor começa a produzir binário, a uma velocidade síncrona, porque o campo girante tenderá a alinhar-se, ou seja, tenderá a mantê-lo numa posição em que a relutância do fluxo seja mínima. No entanto, é de notar que o binário produzido no entreferro é maior quando o eixo d não se alinha com o campo. Além disso, o campo magnético criado pelo estator e o sentido de menor relutância (rotor) andam em sincronismo, acabando sempre por existir um desfasamento entre eles, desfasamento este geralmente designado de ângulo de carga, estando este dependente da inércia do motor e do binário da carga [9], [20].

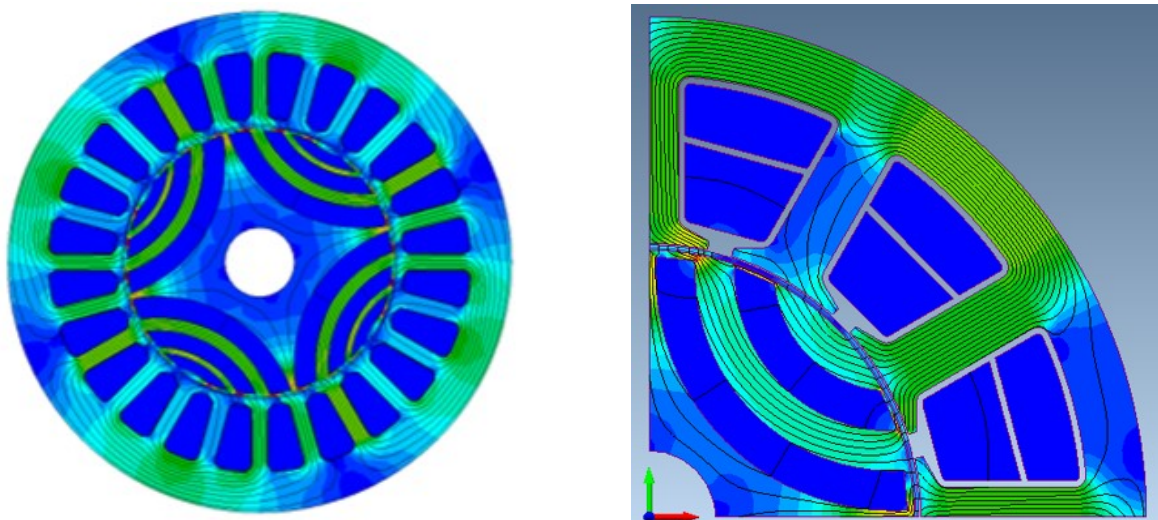


Figura 1.4: Linhas de fluxo do SynRM [21].

Deste modo, o funcionamento da máquina permite o desempenho das suas funções com temperaturas baixas graças à inexistência de enrolamentos no rotor, fazendo com que no interior da mesma não existam perdas por efeito de Joule, permitindo o aumento da vida útil dos componentes mecânicos da mesma. Por outro lado, podem ainda existir aspetos que interfiram no funcionamento da máquina, nomeadamente a saturação magnética, as

indutâncias de fuga ou dispersão, as perdas nos núcleos ferromagnéticos e o efeito de ranhuras [9], [22].

Com efeito, a saturação magnética entende-se pela não linearidade entre a densidade de fluxo e a intensidade de campo magnético sobre os materiais ferromagnéticos, sendo que esta possui fortes influências nas indutâncias L_d e L_q , ou seja, diminui os seus valores de forma significativa. Assim, a resultante desta diminuição implica a redução de binário eletromagnético. Adicionalmente também necessita de absorver grandes quantidades de corrente para obter um ligeiro aumento de binário.

Outro aspeto que interfere são as indutâncias de fuga que apenas ocorrem no estator, visto que é o único sítio onde se encontram enrolamentos do motor. Deste modo, as ranhuras e os topos das bobinas dos enrolamentos são a causa da existência deste fluxo de dispersão, ainda que, apesar de interferirem no seu funcionamento, não prejudicam o desempenho de forma relevante [9], [18].

Além destes dois aspetos referidos, também as perdas nos núcleos ferromagnéticos constituem um fator já que como acontece em outras máquinas surgem de duas fontes, (por correntes de Foucault ou correntes parasitas e por perdas por histerese). Com efeito, quando o material ferromagnético está sujeito ao fluxo magnético do estator, são provocadas perdas pelas correntes induzidas nos materiais, sendo estas denominadas de perdas por correntes de *Foucault*. Por outro lado, as perdas por histerese são perdas devido ao ciclo de magnetização, ou seja, uma determinada quantidade de energia é gasta no processo de orientação dos domínios magnéticos, sendo essa energia dissipada como forma de calor. Assim, estes tipos de perdas podem afetar de forma severa o desempenho da máquina. Existe, no entanto, uma forma de minimizar este impacto através dos aspetos construtivos [9], [23], [24].

Por fim, o outro aspeto que influencia o desempenho da máquina é o efeito de ranhura, sendo este resultante da interação entre as ranhuras do estator e estrutura do rotor, o que provoca uma oscilação no binário mas que pode ser atenuado através da projeção adequada das barreiras de fluxo da estrutura do rotor [9].

1.1.2.1 Modelo Matemático

A fim de complementar a teoria, é necessário desenvolver um modelo matemático da máquina que descreva o seu funcionamento. O modelo deve possibilitar a medição de parâmetros com alguma precisão e caracterizar o comportamento da máquina.

À semelhança de outras máquinas síncronas de excitação eletromagnética, o modelo matemático do SynRM é relativamente parecido. A diferença relativamente às outras é o princípio de relutância magnética, fazendo com que deixe de existir excitação do rotor, ou

seja, o binário é produzido por causa de relutância do circuito magnético rotórico anisotrópico [9].

Por forma a obter um melhor desempenho do modelo, tem de se considerar parâmetros que influenciam significativamente o comportamento da máquina e, conseqüentemente, o seu controlo. Estes parâmetros não ideais são a saturação magnética e as perdas no núcleo ferromagnético. O efeito da saturação magnética do núcleo ferromagnético é contabilizado com um método que assume que as indutâncias nos eixos dqo são dependentes das correntes nas mesmas coordenadas. Por outro lado, no efeito das perdas no núcleo ferromagnético, pode-se considerar R_c uma resistência inserida em paralelo com o ramo de magnetização do circuito equivalente da máquina nos eixos dqo . A Figura 1.5 apresenta os circuitos equivalentes do SynRM no referencial rotórico síncrono, onde também se encontram as perdas no ferro [9], [25], [26].

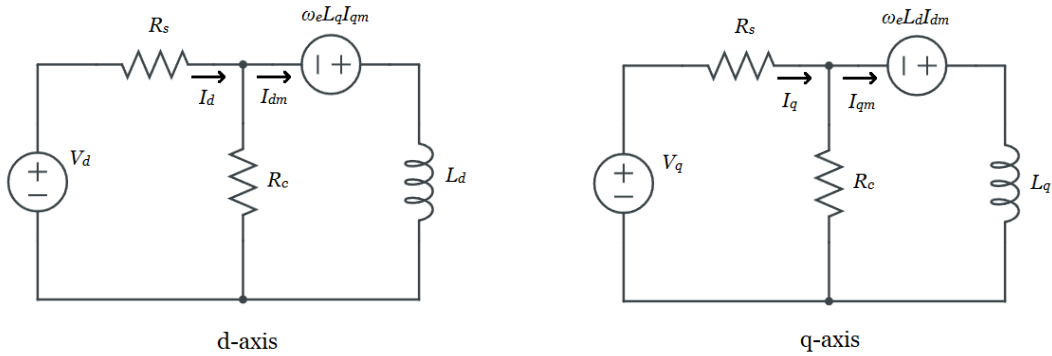


Figura 1.5: Circuitos equivalentes do SynRM considerando as perdas de ferro no referencial rotórico síncrono.

Assim sendo, é possível escrever as equações das tensões nos enrolamentos do estator nos eixos dqo no referencial síncrono do rotor do motor síncrono de relutância, ignorando as perdas por correntes de Foucault e assumindo que não existe um enrolamento amortecedor, temos:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_{re} L_q i_{dm} \quad (1.1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_{qm}}{dt} - \omega_{re} L_d i_{qm} \quad (1.2)$$

Das equações 1.1 e 1.2 é possível derivar as equações de estado que permitem construir um modelo dinâmico e completo do SynRM:

$$\frac{di_{dm}}{dt} = \frac{v_d - R_s i_d + \omega_{re} L_q i_{dm}}{L_d} \quad (1.3)$$

$$\frac{di_{qm}}{dt} = \frac{v_q - R_s i_q + \omega_{re} L_d i_{qm}}{L_q} \quad (1.4)$$

A equação seguinte representa o binário eletromagnético desenvolvido pelo motor.

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_{dm} i_{qm} \quad (1.5)$$

Reescrevendo a equação, mas desta vez em termos do ângulo do vetor de corrente em ordem ao eixo d , obtém-se:

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i^2 \sin(2\delta) \quad (1.6)$$

$i \rightarrow$ Magnitude do vetor da corrente;

$\delta \rightarrow$ ângulo do vetor espacial da corrente em relação ao eixo d da máquina.

Deste modo, da equação mecânica de movimento resulta o binário eletromecânico:

$$T_e = J_m \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \omega_r + T_L \quad (1.7)$$

$J_m \rightarrow$ constante de inércia do motor;

$B_m \rightarrow$ coeficiente de atrito viscoso;

$T_L \rightarrow$ binário de carga.

Por fim, obtém-se a frequência e posição angulares elétricas através de [9]:

$$\omega_{re} = p\omega_r \quad (1.8)$$

$$\theta_{re} = p\theta_r \quad (1.9)$$

1.1.3 Aplicações do SynRM

Atualmente os motores síncronos de relutância são de elevada eficiência e robustez devido à sua característica de velocidade constante. Estes são os motores mais indicados para aplicações de processos de baixa velocidade e transporte constante, onde é necessário que o motor se encontre em sincronismo com outros. Assim sendo, é possível encontrá-lo

em aplicações nas indústrias química, têxtil, alimentar, papel e celulose, mineira, bombagem, entre outros [10], [11], [19], [20].

Com efeito, em aplicações na indústria têxtil (Figura 1.6), este motor é utilizado em máquinas para tratamento de fios e de tecidos de acabamento, sendo estas máquinas de texturização, máquinas de acoplamento, máquinas de elevação, máquinas de corte, máquinas de escovar, entre outras [9], [27].



Figura 1.6: Aplicação do SynRM na indústria têxtil [27].

Para o caso de aplicações de bombagem, este motor é utilizado para levar água potável às habitações (Figura 1.7) ou então é usado nas centrais de tratamento de água com o mesmo fim [28].



Figura 1.7: Aplicação do SynRM numa estação de bombeamento de águas [28].

Outra aplicação possível é na indústria alimentar, como por exemplo, num separador centrífugo (Figura 1.8) [29], em misturadores e em máquinas de engarrafamento e rotulagem.

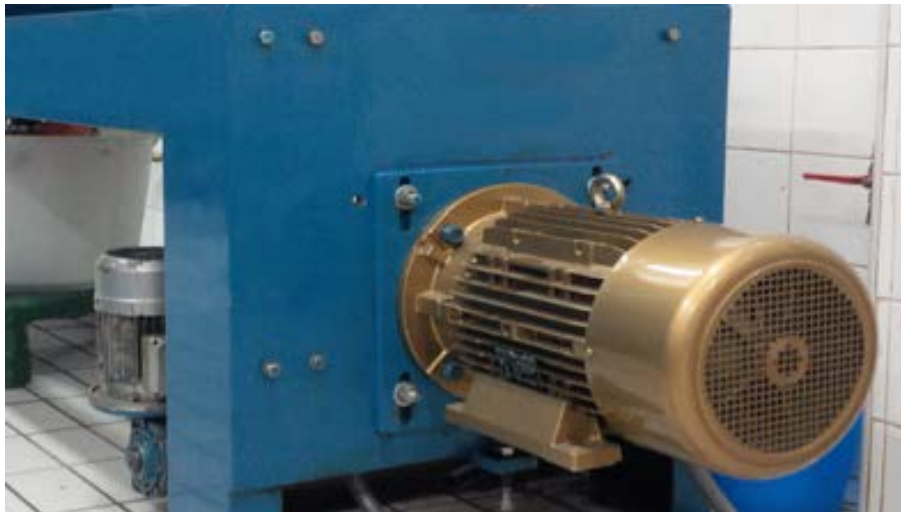


Figura 1.8: Aplicação do SynRM num separador centrífugo para a produção de azeite [29].

Por fim, outras aplicações são em tração elétrica [30], [31], ventilação (Figura 1.9) [32] e motor de compressor de refrigeração (Figura 1.10) [33].



Figura 1.9: Aplicação do SynRM em sistemas de ventilação [32].


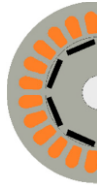



Figura 1.10: Aplicação do SynRM num compressor de refrigeração [33].

1.1.4 Comparações, vantagens e desvantagens do SynRM

Na Tabela 1.2 estão resumidas as características dos motores dominantes e do SynRM. O principal objetivo desta comparação é definir as características dos motores assim como as suas vantagens e desvantagens, de forma a fornecer uma visão geral dos principais concorrentes para o SynRM. É de notar que algumas aplicações feitas pelo IM, podem ser substituídas pelo SynRM, tais como bombas, ventiladores e transportadores. Como resultado, o SynRM deve manter baixos custos e ao mesmo tempo aumentar a eficiência, a fim de convencer as indústrias a substituir os IM por novas tecnologias.

Tabela 1.2: Comparação das tecnologias de diferentes motores [104].

Tipo de motor	IM	PMSM	SynRM
Estrutura do estator e rotor			
Tipos de construção	<ul style="list-style-type: none"> • Rotor de cobre • Rotor de alumínio • Rotor bobinado • Rotor gaiola de esquilo 	<ul style="list-style-type: none"> • Ímãs colocados no interior do rotor • Ímãs colocados na periferia do rotor • Motor Síncrono de Ímãs Permanentes de Arranque Direto da Rede 	<ul style="list-style-type: none"> • Motor Síncrono de Relutância de Arranque Direto da Rede • Rotor enviesado • Rotor com barreiras de fluxo assimétricas
Principais Aplicações	Aplicações industriais (bombas, ventiladores, etc.)	Controle preciso e desempenho a alta velocidade (tração, robótica, medicina, aeroespacial, etc.)	Aplicações industriais (bombas, ventiladores, etc.)
Vantagens	<ul style="list-style-type: none"> + Baixo custo de construção e dos materiais + Capacidade de arranque direto à rede 	<ul style="list-style-type: none"> + Eficiente numa ampla gama de velocidades 	<ul style="list-style-type: none"> + Fiável e altamente eficiente + Alta capacidade de funcionamento de sobrecarga + Capacidade de funcionamento a alta velocidade
Desvantagens	<ul style="list-style-type: none"> - Baixo fator de potência - Grande probabilidade de avaria nas chumaceiras 	<ul style="list-style-type: none"> - Utilização de materiais raros e dispendiosos 	<ul style="list-style-type: none"> - Baixo fator de potência - Ondulação binário elevado

Capítulo 2

Avarias

Devido à utilização prolongada e intensiva dos motores elétricos, ao fim de algum tempo, eles acabam por ter avarias, necessitando que seja realizada uma manutenção mais periódica. No entanto, se esta manutenção não for devidamente realizada, as avarias podem causar danos irreversíveis que comprometem o funcionamento da máquina. No caso de aplicações críticas, as avarias podem não só afetar a máquina de forma catastrófica, como também podem afetar outros sistemas que estejam dependentes da máquina, como, por exemplo, processos de produção. Nestes casos, as avarias podem causar danos económicos, ambientais e/ou humanos graves [34].

2.1 Diferentes tipos de avarias em motores elétricos

As avarias podem surgir devido a defeitos de fabrico, instalação e utilização inadequadas, testes de pré-arranque deficientes e manutenção inadequada. Relativamente à natureza das avarias, estas podem ser mecânicas, elétricas e do ambiente em que está instalada. Os componentes mais afetados dos motores de indução, segundo o *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)* e *Electric Power Research Institute (EPRI)*, estão presentes nas Figuras 2.1 e 2.2, respetivamente, [35], [36].

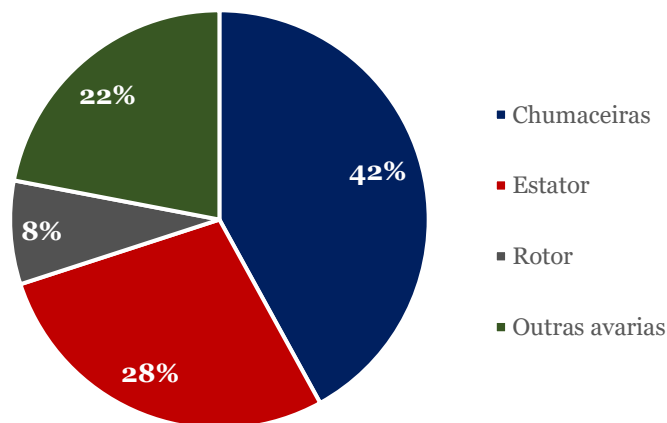


Figura 2.1: Os resultados do estudo do IEEE sobre as avarias em motores de indução.

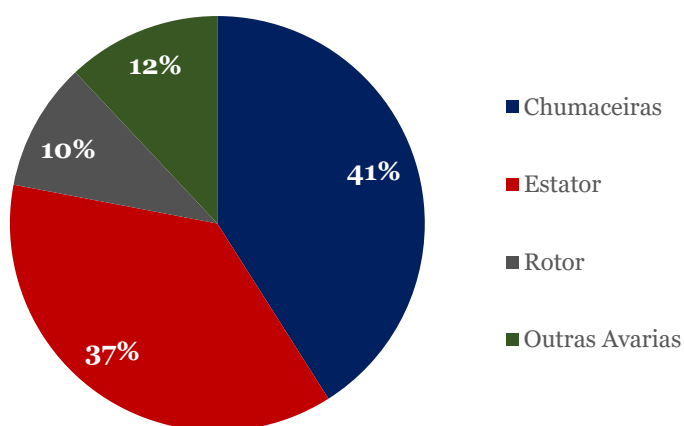


Figura 2.2: Resultados do estudo do EPRI sobre as avarias em motor de indução.

Deste modo, as avarias mecânicas envolvem geralmente chumaceiras e excentricidade. A Tabela 2.1 apresenta os tipos de avarias e as suas causas [37].

Tabela 2.1: Tipos de Avarias Mecânicas e causas

Tipo de avaria	Causas
Avarias relativas a chumaceiras	<ul style="list-style-type: none"> • Problemas de alinhamentos; resultando da montagem imprópria dos mancais e/ou da imposição de regimes de funcionamento excepcionais; • Problemas de lubrificação; relativos quer à gripagem das chumaceiras ou à sua lubrificação excessiva quer à aplicação de lubrificantes inadequados ou contaminados; • Problemas em juntas de vedação; • Passagem de corrente elétrica; devido a tensões induzidas; • Existência de assimetrias no circuito magnético das máquinas; • Distribuições assimétricas de correntes quer no estator quer no rotor; • Conceção e processos de fabrico.

Avarias relativas à Excentricidade	Excentricidade Estática	<ul style="list-style-type: none"> • Tolerâncias dimensionais dos diversos componentes das máquinas; • Posicionamento incorreto do rotor relativamente ao estator; • Deformação do veio; • Avarias relativas às chumaceiras (posicionamento incorreto, folgas, desgaste excessivo, etc.); • Acoplamento desalinhados; • Desequilíbrio dinâmico do rotor; • Ressonância mecânica à velocidade crítica; • Desequilíbrio das forças radiais no entreferro; • Deformações do rotor resultantes de sobreaquecimento ou existência de gradientes térmicos.
	Excentricidade Dinâmica	
	Ambas as excentricidades	

Nas avarias elétricas os elementos afetados são estator e o rotor, a Tabela 2.2 apresenta os tipos de avarias e as suas causas [34], [37].

Tabela 2.2: Tipos de Avarias Elétricas e causas.

Tipos de Avarias	Causas
Avarias relativas ao Estator	<ul style="list-style-type: none"> • Sistema de alimentação desequilibrado; • Arranque direto e regimes de funcionamento sobrecarregados; • Sobretensões na alimentação; • Agentes ambientais; • Esforços mecânicos; • Descargas parciais; • Envelhecimento.

<p>Avarias relativas ao Rotor</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Stress térmico devido à sobrecarga • <i>Stress magnético oriundo de forças eletromagnéticas</i> • <i>Desequilíbrio térmico</i> • <i>Faíscas</i> • <i>Desequilíbrio do fluxo magnético</i> • <i>Ruído e vibração eletromagnética</i> • <i>Stress residual originado por eventuais defeitos provenientes da fabricação,</i> • <i>Stress dinâmico ou cíclico provocado por binários do veio,</i> • <i>Forças centrífugas</i> • <i>Stress do meio que envolve a máquina</i>
-----------------------------------	--

Na Figura 2.3, são apresentadas as consequências das causas abordadas anteriormente.

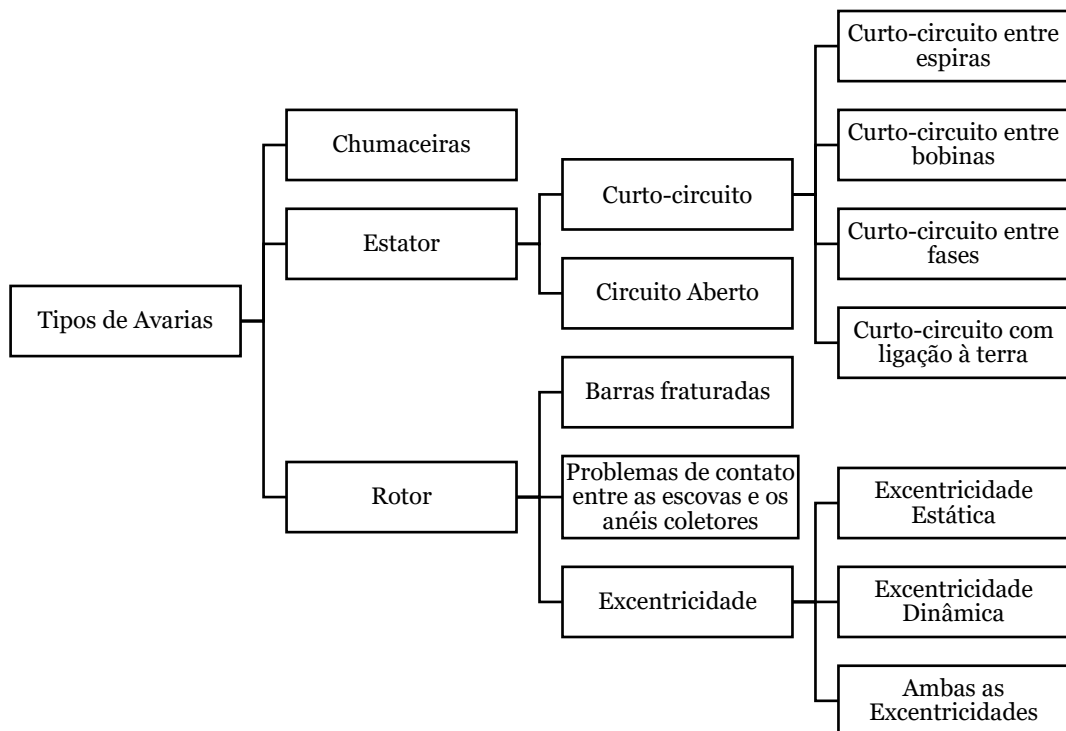


Figura 2.3: Avarias em motores elétricos.

2.2 Avarias no SynRM

De uma forma mais particular, na Figura 2.4 estão representados os tipos de avarias do SynRM.

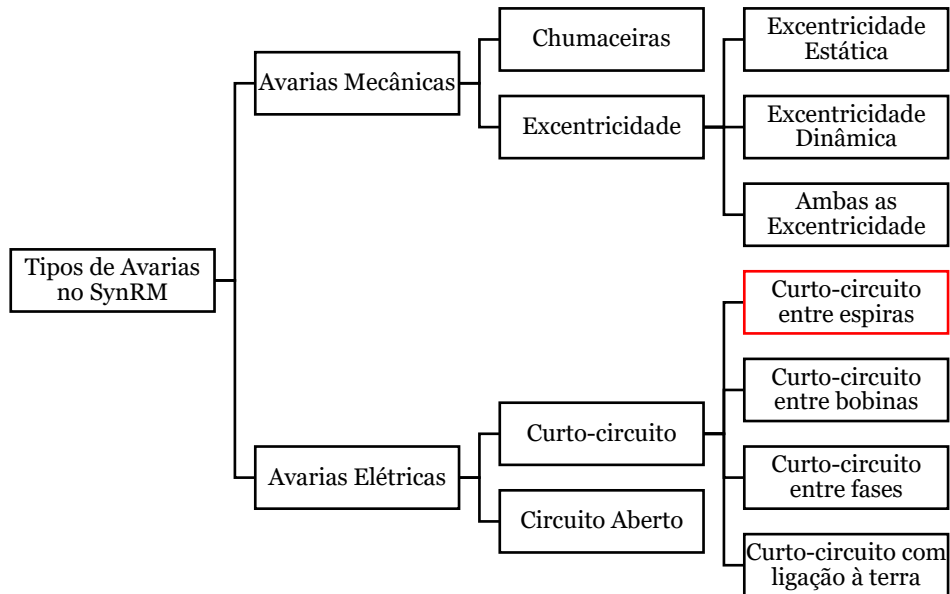


Figura 2.4: Tipos de avarias no SynRM.

Contudo, os tipos de avarias mais frequentes estudados no SynRM são avarias no estator, como em [38]–[40], ou excentricidade, como em [41]–[44]. Neste trabalho a avaria que se está a diagnosticar é o curto-circuito entre espiras no circuito estático.

2.2.1 Avarias relacionadas com os enrolamentos estáticos

De acordo com as Figuras 2.1 e 2.2, os estudos de fiabilidade realizados pelo IEEE e EPRI, indicam que cerca de 28% e 37%, respetivamente, das avarias em motores de indução surgem do circuito rotórico. A causa destas avarias, existe devido à degradação do isolamento dos enrolamentos. Isto acontece graças a [45]:

- Envelhecimento natural do material;
- Agentes ambientais (poeria, óleo, humidade, etc.);
- Vibrações;
- Esforços mecânicos;
- Temperaturas elevadas;
- Descargas elétricas parciais.

Assim sendo, com a degradação do isolamento dos enrolamentos, a avaria inicia-se como sendo um curto-circuito entre as espiras, desenvolvendo-se depois de forma rápida,

provocando avarias mais graves no motor, tais como curto-circuito entre bobinas, entre fases ou com ligação à terra. Em estatísticas realizadas, os curtos-circuitos representam 21% das avarias no estator em máquinas elétricas [46]. A Figura 2.5, representa as avarias no estator e a Figura 2.6, representa dois exemplos dos danos causados devido ao curto-circuito entre espiras.

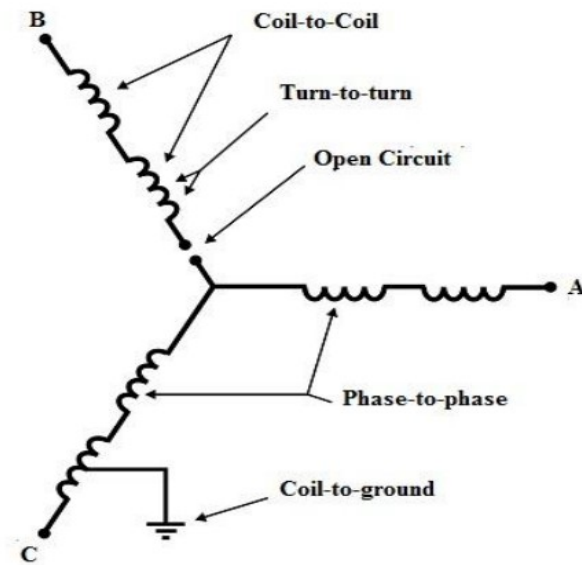


Figura 2.5: Avarias no estator [47].

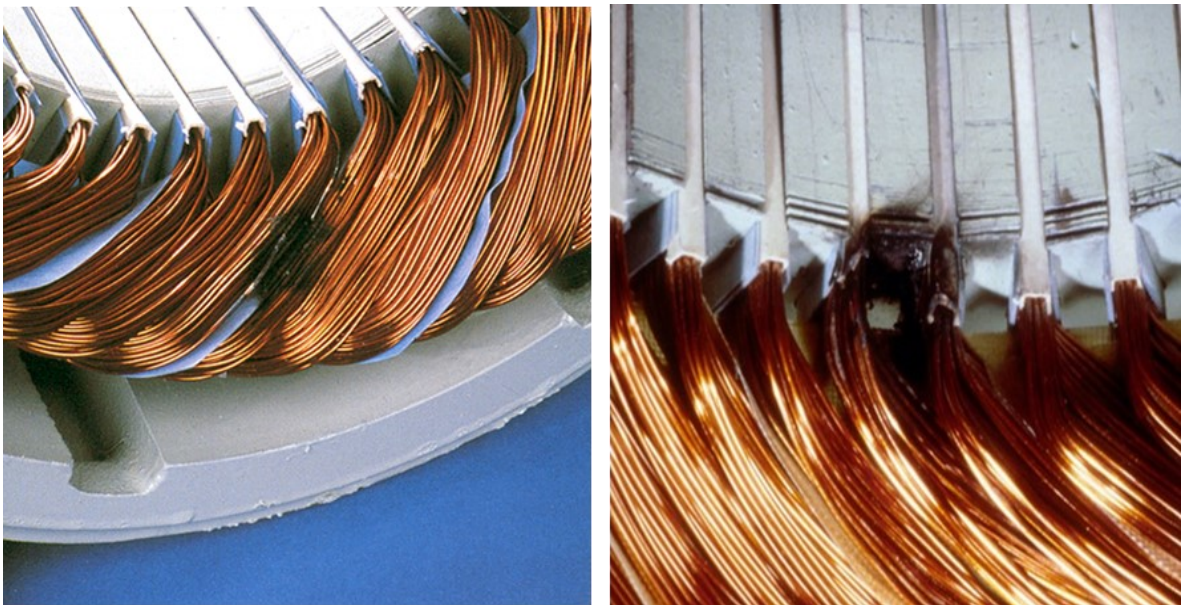


Figura 2.6: Curto-circuito entre espiras (esquerda), Ligação à terra na borda da ranhura (direito) [48].

Diagnóstico de avarias

O diagnóstico de avarias, tal como acontece com o diagnóstico clínico do corpo humano, tem o intuito de avaliar sintomas manifestados pelo homem ou máquina para detetar se existe e qual é a doença ou avaria. Por isso, o conceito de diagnóstico de avarias, “... envolve a caracterização da condição de um equipamento por intermédio da consideração dos sintomas que manifesta.” [37]. Para tal, é importante ter em consideração alguns aspetos para o diagnóstico de avarias, como é apresentado na Figura 2.7.

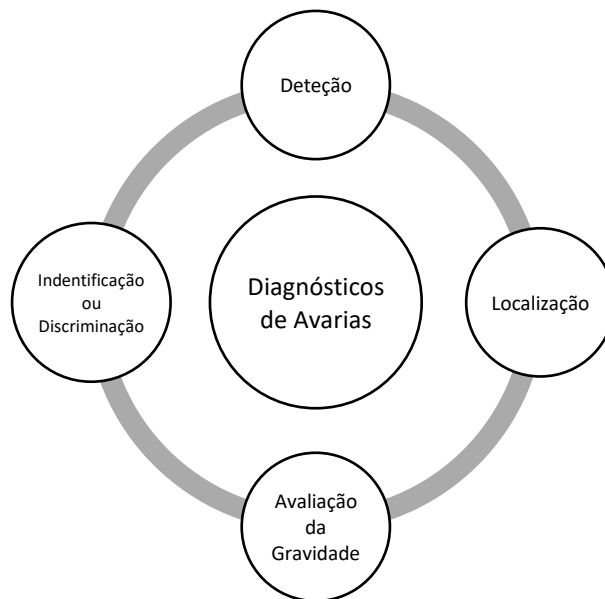


Figura 2.7: Aspetos essenciais para o diagnóstico de avarias.

- Detecção → é a primeira decisão que um sistema de monitorização deve tomar. É a decisão se um indicador de falha é relevante e, portanto, se o sistema tem ou não falha. A deteção é uma escolha entre duas hipóteses: a primeira é uma operação normal, a segunda é uma operação defeituosa;
- Localização → é a determinação do(s) subconjunto(s) funcional(ais) defeituoso(s). Este conjunto deve ser tão pequeno quanto possível. A localização é mais difícil no caso de múltiplas avarias, quando podem ocorrer várias ao mesmo tempo;
- Identificação ou Discriminação → Aspeto que consiste em discriminar, ou seja, saber o que é a avaria;
- Avaliação da Gravidade → Aspeto que consiste em determinar se se deve reparar a avaria no momento de acontecimento ou se não é necessária a reparação [49].

Para além desses aspetos, existem também dois métodos de diagnóstico desenvolvidos ao longo dos anos:

- Métodos de diagnóstico em situação de não funcionamento ou *off-line*, onde a máquina necessita de estar totalmente fora de serviço para se proceder ao diagnóstico;
- Método de diagnóstico em serviço ou *online*, onde o diagnóstico é efetuado enquanto a máquina está em funcionamento.

Deste modo, para poder comparar diferentes abordagens de diagnóstico, é útil identificar um conjunto de características desejáveis que um sistema de diagnóstico deve ter. Ainda que estas características não sejam normalmente possuídas por nenhum método em específico, são úteis para avaliar vários métodos em termos de informação que a priori deve ser fornecida como velocidade, robustez, adaptabilidade, etc. Sempre que uma avaria ocorre num processo, um sistema de diagnóstico fornece um conjunto de hipóteses de avaria. Assim sendo, o conjunto de características desejáveis são [49]:

- Velocidade e sensibilidade de deteção;
- Robustez;
- Identificação de novas avarias;
- Localização;
- Adaptabilidade;
- Identificação de várias avarias;
- Estimativa de erro de estimação;
- Fácil explicação.

Assim, a prioridade é sempre realizar métodos de diagnóstico *online* com as características acima identificadas, para que seja o mais rentável e económico possível. Assim sendo, é então importante desenvolver métodos que permitam diagnosticar as avarias de forma segura e incipiente [37].

2.3 Diagnóstico de avarias em motores de corrente alternada

De acordo com a literatura até à presente data e tal como é apresentado na Figura 2.8, existem três grandes métodos de diagnóstico para deteção de avarias em curto-circuito entre espiras dos enrolamentos estatórico para motores de corrente alternada, sendo eles métodos analíticos, métodos de processamento de sinais e abordagem através da inteligência artificial [50]. Apesar destes métodos referidos anteriormente serem adquiridos através de *software*, existe ainda um pequeno grupo que consiste na utilização de *hardware*.

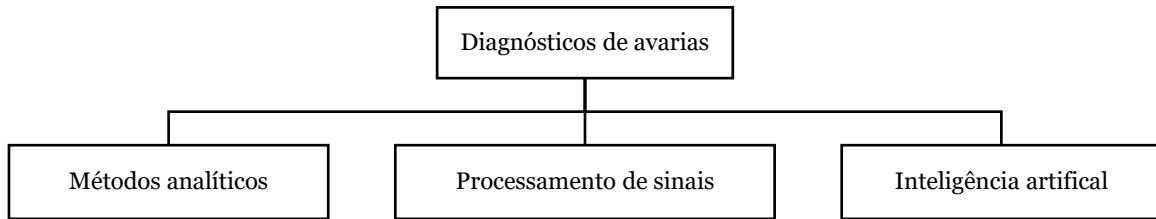


Figura 2.8: Métodos de Diagnóstico.

2.3.1 Diagnóstico de avarias baseados em métodos analíticos

A Figura 2.9 apresenta os métodos de diagnóstico baseados em modelos analíticos que consistem na estimativa de parâmetros para realizar a identificação da avaria, sendo que alguns destes são realizados através de Observadores do Estado [51], análise de Elementos Finitos [52]–[59], Estimativa de Parâmetros [60]–[62] e Filtro *Kalman* [63]. Porém, para que estes métodos sejam válidos é necessário que os parâmetros de modelo sejam precisos.

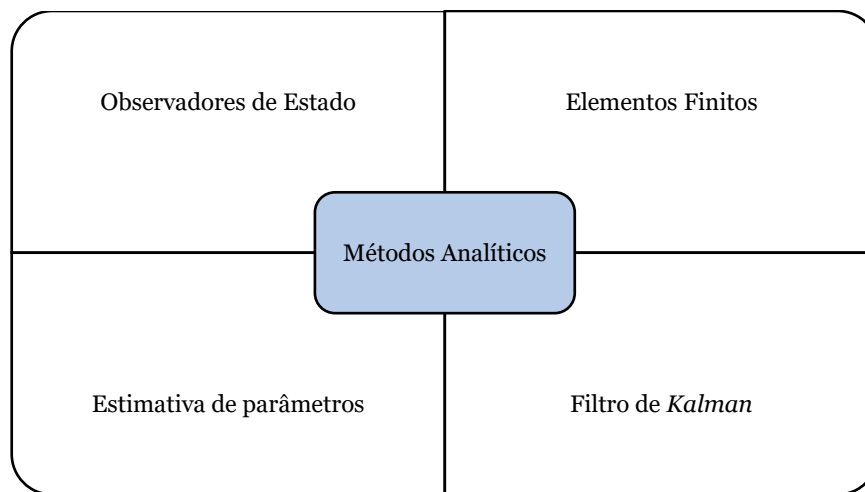


Figura 2.9: Métodos de diagnóstico baseados em métodos analíticos.

Assim, em [51] os autores propuseram uma técnica de diagnóstico de avarias através da utilização do observador de estado de *Luenberger* e do segundo harmônicos de corrente. O proposto tem como objetivo avaliar a severidade da falha para diferentes condições de operação. Posteriormente, foi também realizada a sua validação experimental.

Também em [52], [53] e [54], os autores aplicaram o método de elementos finitos em motores de indução para detetar curto-circuito entres espiras no estator. Já em [55], [56]- [59], os autores aplicaram o mesmo método, mas para o motor síncrono de ímãs permanentes. Para ambos os tipos de motor, a aplicação do método é a mesma, sendo

analisado e validado para diferentes severidades e condições de funcionamento do motor. Os processos consistiram essencialmente em construir um modelo do motor em computador e, em seguida, obter valores de corrente, de tensão, de fluxo magnético, entre outros, para a análise do estado do motor.

Na estimativa de parâmetros como correntes e tensões residuais ou força eletromotriz (EMF), os autores de [60] realizam uma modelação e simulação para diagnosticar o curto-circuito no motor de indução. Já em [61] e [62] é aplicado o mesmo método, contudo para o motor de ímanes permanentes. Deste modo, focando mais especificamente em [61], é aplicado um algoritmo de estimativa de força eletromotriz para detetar o curto-circuito entre espiras do motor de ímanes permanente. Por outro lado, em [62] é utilizada uma estimativa da força eletromotriz para calcular a corrente das três fases do estator, depois, é comparada com a corrente efetiva do motor e, por fim, é monitorizada a diferença entre as duas correntes para detetar e avaliar o curto-circuito entre espiras.

Assim, o filtro de *Kalman* é utilizado em [63] como um indicador para diagnosticar a avaria de curto-circuitos entre espiras em geradores síncronos de ímanes permanentes (PMSG), com base na forma alargada do filtro de *Kalman*. Este indicador foi desenvolvido para estimar o número de espiras curto-circuitadas.

2.3.2 Diagnóstico de avarias baseados em métodos de processamento de sinais

Outro método para deteção de avarias é o processamento de sinais que analisa quantitativamente as características de um sinal específico do motor. Dentro deste método, existem diversos processos, nomeadamente, a análise da corrente da máquina [64]–[66], a análise das componentes simétricas das tensões e das correntes [67]–[69], a EPVA (*Extended Park's Vector Approach*) [53], [70], [71], a *Fast Fourier Transform* [72], a Injeção de Sinal [73]–[75], entre outros [76]–[80].

Para a análise de correntes, os autores em [64] analisaram os vetores de corrente sob variações de carga e de severidade de falha para detetar a avaria. Por outro lado, em [65], a análise do estado da máquina baseia-se na observação da componente do terceiro harmónico do estator. Já em [66], são utilizadas análises empíricas de padrões, juntamente com a distribuição de *Wigner-Ville*, para detetar a corrente do estator com o objetivo de diagnosticar o curto-circuito entre espiras.

Com efeito, é estudada uma técnica para detetar e classificar curtos-circuitos entre espiras numa máquina de ímanes permanentes, através da utilização das componentes da tensão de sequência zero (em [67]) e ambas corrente e tensão (em [69]). Deste modo, a comparação e análise entre o terceiro harmónico da corrente no estator e a tensão da

sequência zero são estudadas para o diagnóstico de avarias nos motores síncronos de ímanes permanentes (em [68]).

Os estudos realizados em [53], [70], [71], consistem no desenvolvimento e validação do método de EPVA, que consiste numa extensão do vetor de *Park*, para diagnóstico de curto-circuito entre espiras, sendo que o módulo do vetor de *Park* é calculado e o seu espectro é analisado com a transformada de Fourier.

A *Fast Fourier Transform* é a mais comum, sendo utilizada em combinação com outros métodos. No caso do estudo em [72] é utilizado um modelo criado em FEM, que irá fazer uma simulação da densidade de fluxo no entreferro do motor, sendo que através dos valores tratados é possível realizar o diagnóstico da avaria.

No caso dos trabalhos realizados em [73]–[75], os autores propuseram a injeção de sinal como método de detecção de curto-circuito entre espiras. Para o caso de [73], primeiramente, o sinal de tensão de sequência zero é recolhido e, posteriormente, a componente de tensão de sequência zero é utilizada para detetar o estado anormal do motor síncrono de ímanes permanentes (PMSM). Em seguida, os sinais de alta frequência (HF) são injetados no PMSM para discriminar o tipo de falha, o que demonstra que a amplitude da componente HF na tensão de sequência zero é proporcional à frequência do sinal injetado sob o curto-circuito, enquanto o desequilíbrio resistivo for constante, é possível discriminar a avaria. Os autores, na referência [74], aplicaram um método que consiste na injeção de sinais de tensão quadradas de alta frequência. Assim é utilizado como forma de indicador de falha o uso da diferença na impedância de alta frequência. Outra proposta de diagnóstico de avarias é através da injeção de tensão do tipo pulsante, como é demonstrado em [75]. No entanto, o efeito adverso destes métodos devido à constante injeção de sinal, faz com que seja afetada a *performance* da máquina, particularmente a velocidades baixas.

Outros processos de cálculos mais complexos são a transformada de Hilbert-Huang [76] e a distribuição de *Wigner-Ville* [77].

Com efeito, nas referências [78], [79], são extraídos harmónicos específicos de outras variáveis de diagnóstico. No caso destes trabalhos, é extraído o terceiro harmónico da corrente para um motor síncrono de ímanes permanentes e para um motor de indução, respetivamente.

Em [80] é feito o diagnóstico da avaria através do Vetor de *Park*, que é uma técnica que computa as correntes dos eixos *dq* para detetar a avaria.

De forma a sumarizar este método, é possível verificar na Figura 2.10 que o método de análise de sinais se subdivide em três domínios, sendo estes o domínio do tempo, o domínio da frequência e o domínio do tempo-frequência. É de notar que é possível identificar algumas técnicas que já foram tratadas anteriormente e, é ainda possível

distinguir, a vermelho, o método que irá ser proposto para a deteção de avarias deste trabalho.

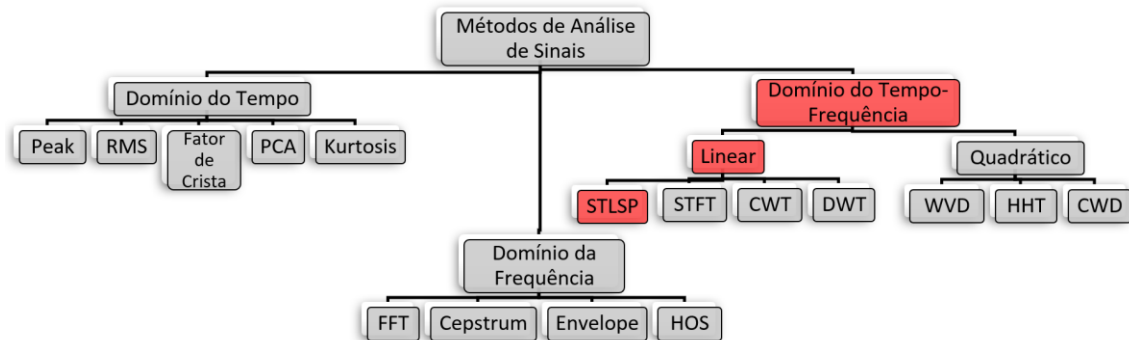


Figura 2.10: Métodos de diagnóstico baseados em processamento de sinais [81].

2.3.3 Diagnóstico de avarias baseados em inteligência artificial

A Figura 2.11 apresenta outro conjunto de métodos de diagnóstico de avarias, baseados em conhecimento, que utilizam inteligência artificial para diagnosticar avarias, através de *artificial neural network* [82]–[85], *decision-making* [86] e *machine learning* [87].

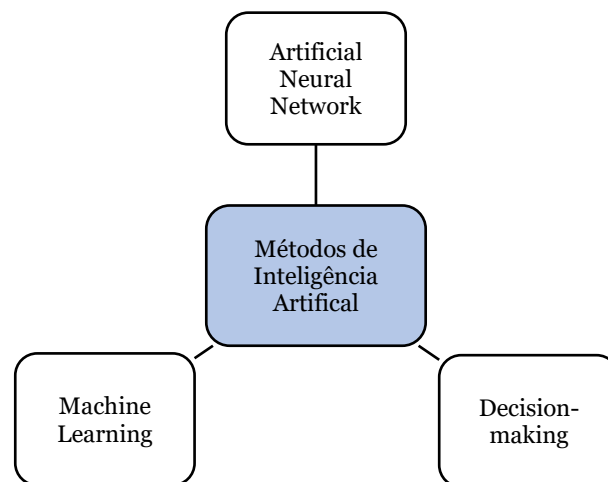


Figura 2.11: Métodos de diagnóstico baseados em inteligência artificial.

De acordo com [82], é feita a classificação da severidade e a deteção do curto-circuito entre espiras do estator, num motor síncrono de ímanes permanentes, através do reconhecimento de padrões. A fim de detetar automaticamente a avaria e estimar a severidade, é utilizado uma rede neural artificial. Deste modo, foi definido que a amplitude do terceiro harmónico da corrente é a característica mais distintiva para detetar a avaria.

Acrescentando a este, e de forma a ser uma classificação mais precisa, é também utilizado o harmónico fundamental.

Com efeito, em [83] a rede neural convolucional é utilizada para deteção de avarias nos enrolamentos do estator. Este correlaciona as correntes em estado normal de funcionamento do motor síncrono de ímanes permanentes com o estado de avaria nos enrolamentos.

Outra forma para a deteção de avarias para curto-circuito entre espiras do estator, num motor síncrono de ímanes permanentes é apresentada em [84]. A rede neural de multicamadas em combinação com as correntes de sequência negativa, é utilizada para fazer uma previsão da corrente da fase. Assim, através da diferença entre a corrente atual e a que é prevista, é possível realizar a deteção da avaria.

Na referência [85] é ainda proposto um método de diagnóstico utilizando uma rede neural para a deteção e localização da avaria em curto-circuito entre espiras do estator num motor síncrono de ímanes permanentes. A entrada para a rede neural é um grupo de características estatísticas representativas e baseadas na frequência extraída dos sinais de corrente trifásica do estator em estado estável. Assim, os sinais de corrente com diferentes severidades e cargas são retirados utilizando um modelo de elementos finitos desenvolvido.

No caso apresentado em [86], os padrões de frequência são obtidos a partir da corrente do estator e o diagnóstico de avarias é realizado através da utilização da máquina vetorial de suporte como classificador.

Por fim, em [87] a transformada de *Stockwell* é utilizada para analisar os sinais de corrente do estator, para depois efetuar o diagnóstico em diferentes condições de funcionamento como o estado de funcionamento normal, o curto-circuito entre espiras e as avarias de ligação à terra. Deste modo, a transformada decompõe os sinais de corrente em matrizes complexas, onde a magnitude é utilizada para a deteção da avaria.

2.3.4 Diagnóstico de avarias com a utilização de *Hardware*

No caso do diagnóstico de avarias com a utilização de *Hardware*, existem métodos de diagnóstico de avarias mais invasivos que utilizam sensores, principalmente sensores de temperatura [55], [88], [89] ou de fluxo magnético [90].

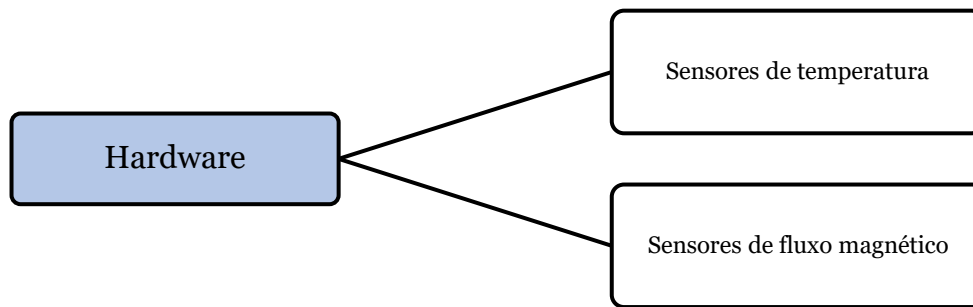


Figura 2.12: Métodos de diagnóstico através de *hardware*.

Em [55] é apresentado um modelo desenvolvido para identificar alterações no comportamento da máquina de estado de funcionamento normal para estado de avaria. Para além do modelo, existe também um sensor térmico, acoplado a este, para prever a temperatura.

De acordo com [88], são colocados um conjunto de sensores de infravermelhos distribuídos circularmente ao longo da parte interior do motor que permitem a medição da temperatura do enrolamento para prever avarias.

Deste modo, num trabalho realizado em ambiente fabril foram aplicados sensores para monitorizar a temperatura de motores de forma a detetar pontos quentes, podendo assim diagnosticar avarias [89].

Por fim, nas máquinas de corrente alternada, na referência [90] é realizada a deteção *online* da avaria de curto-circuito entre espiras para motores síncronos de ímanes permanentes, através da utilização de sensores para deteção do campo magnético na estrutura ferromagnética do estator.

2.4 Diagnóstico de Avarias para SynRM

Dos métodos apresentados apenas alguns são utilizados especificamente para o motor síncrono de relutância. Na prática, as avarias podem ser diagnosticadas através de rede neural artificial [91], [92], modelo de *Markov* [93], observação de harmónicos específicos [94], [95], baseados em modelos [62], [77] e observadores de estado [51].

Assim sendo, para abordagens através do conhecimento em [91], é realizada a deteção e classificação da avaria, utilizando a representação de tempo-frequência. Assim, para a deteção é extraída a corrente, posteriormente a rede “aprende” e realiza comparações com os valores obtidos e, em seguida, classifica a avaria. Com efeito, em [92] é também utilizada inteligência artificial para deteção de avarias no estator do motor. No entanto, neste caso, o processo é ligeiramente diferente. Assim, neste caso, é feita a transformação

das três correntes para o *Extended Park Vector* (EPV) e são calculadas as características no tempo. Posteriormente é estudada a geometria das imagens produzidas e retirada a informação mais importante. Por fim, a rede neural é treinada para classificar e avaliar as avarias. O modelo de *Markov* é outro processo de inteligência artificial [93], no fundo o processo é o mesmo que nos anteriores. É feita a extração de valores e são transformados para tempo-frequência e, por fim, com o modelo de *Markov* treinado para detectar e classificar a avaria, é realizada a sua operação.

Uma estratégia de diagnóstico alternativa consiste na observação de harmônicos específicos, como foi explicado anteriormente. Tal abordagem foi considerada, por exemplo, [94], [95].

Deste modo, os processos baseados em modelos necessitam que os modelos sejam precisos, como acontece em [62], [77]. Este método compara a corrente, tensão ou a força eletromagnética da máquina real com o modelo em funcionamento normal para gerar resíduos. Caso a máquina esteja a funcionar normalmente, os resíduos são zero, no caso contrário, os resíduos são diferentes de zero.

Para o caso dos métodos analíticos existe a utilização de observadores de estado, como é aplicado em [51]. Nesta técnica é feita a comparação entre correntes e tensões medidas e estimadas do motor para obter os resíduos. Com efeito, o módulo do vetor dos resíduos nos eixos dp é depois combinado com a extração das componentes da frequência, sendo possível desta forma determinar a avaria e a severidade.

2.5 Método proposto

De forma a ser possível diagnosticar o curto-circuito entre espiras no circuito rotórico, é utilizada uma técnica baseada numa versão modificada do método de *Prony*. Esta técnica estima, segue e faz a triagem das frequências e amplitudes características da ocorrência de curto-circuito entre espiras, a partir dos sinais de corrente e tensão das três fases. Usando esta técnica, a corrente do estator é dividida em janelas de tempo sobrepostas, e cada uma é analisada pelo método *Least Square Prony* (LSP), o que permite considerar o espectro não-estacionário do problema. A técnica proposta fornece uma representação linear de frequência temporal e amplitude com resolução de alta frequência e resolução de tempo ajustável. Esta técnica mostra uma grande capacidade de seguimento de frequências e amplitudes das bandas laterais em torno do componente fundamental, mesmo para sinais com elevada distorção. Extraída a frequência e amplitude, é realizado o cálculo dos indicadores da avaria, a transformada rápida de Fourier (FFT) e as componentes simétricas da tensão, corrente e impedância. O processo é explicado na Figura 2.13.

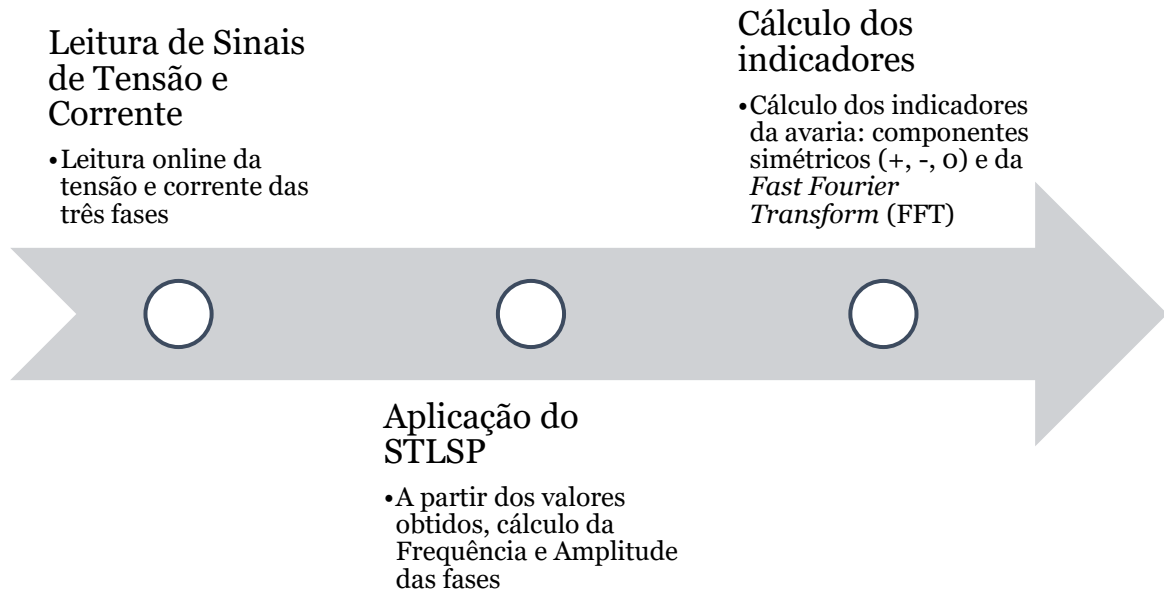


Figura 2.13: Processo para o método proposto para o diagnóstico da avaria.

2.5.1 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

É um método de processamento de sinal que inclui abordagens de análise no domínio do tempo, frequência e tempo-frequência [96]. A FFT é a técnica habitual para a análise do domínio da frequência. Esta representa um sinal como uma combinação de múltiplas funções sinusoidais e mostra de forma clara a distribuição da frequência de um sinal, representando a amplitude e frequência dos componentes dos harmônicos, podendo assim ser utilizados para definir defeitos de funcionamento das máquinas [97].

A monitorização através da análise espectral dos sinais consiste na realização de uma simples transformada $x(t)$ de um sinal contínuo ao longo do tempo, permitindo assim descrever qualquer sinal no espectro da frequência. A equação que permite esta transformação é dada por:

$$x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.1)$$

Para que se possa fazer a análise de um sinal num período finito, é necessária uma janela de ponderação (janela retangular, *Hann*, *Hamming*), para corrigir o efeito temporal finito. Para além disso, o tamanho da janela tem influência na sua resolução. Assim sendo, a precisão da frequência depende da frequência de amostragem (f_s) e do número de amostras (N), como se pode verificar em:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (2.2)$$

A resultante da equação anterior, é uma frequência diretamente relacionada com as modificações das amplitudes dos harmônicos, devido a defeitos no funcionamento da máquina, como é ilustrado na Figura 2.14.

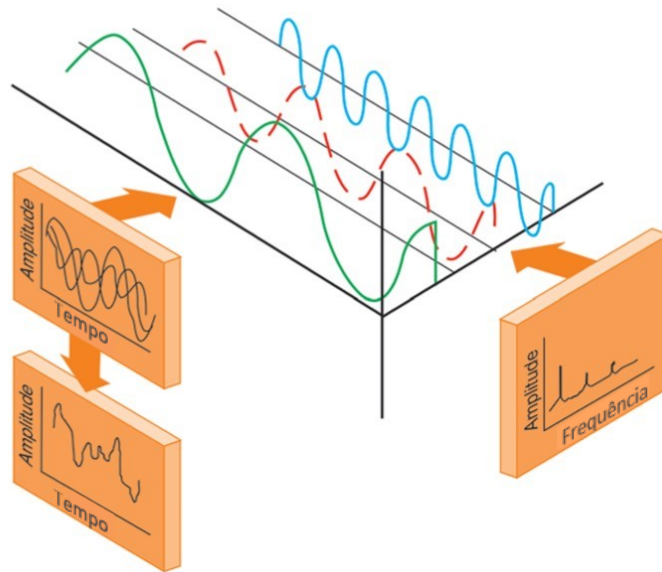


Figura 2.14: Representação de um sinal no domínio do tempo e no domínio da frequência [98].

2.5.2 Método de *Short-time Least Square Prony's*

O método de *Prony* (MP) é uma técnica de processamento de sinais. Esta técnica extrai o sinal $x(t)$ que pode corresponder à corrente, tensão, entre outros, em função do tempo e ainda obtém o número de amostras N . Assumindo o sinal $x(t)$ e o número de amostras, o método de *Prony* aproxima os dados de amostragem com a combinação linear de funções exponenciais complexas P [99].

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=1}^P h_k z_k^{n-1} \quad (2.3)$$

$$h_k = A_k e^{j\varphi_k} \quad (2.4)$$

$$z_k = e^{(a_k + j2\pi f_k)T_s} \quad (2.5)$$

Em (2.4) existem os seguintes parâmetros desconhecidos A_k e φ_k , que representam a amplitude e o ângulo da fase, respetivamente. Em (2.5), os parâmetros desconhecidos a_k , f_k e T_s , correspondem ao fator de amortecimento, à frequência e ao tempo de amostragem. (2.3) é uma equação não linear de difícil resolução que pode ser resolvida com o MP. Assim, este método transforma uma estimativa de parâmetros não linear, num sistema linear e calcula as raízes dos polinómios. Portanto, o MP constrói uma equação de diferença linear homogénea, $a_0=1$, sendo assim a versão mais simples da equação inicial (2.3) [99].

$$\sum_{k=0}^P a_k x[n-k] = 0. \quad (2.6)$$

Segundo o modelo básico do MP, o número de amostras assume-se como igual ao dos parâmetros desconhecidos. Assim é possível criar as seguintes matrizes de acordo com (2.6):

$$X.A = -Y \quad (2.7)$$

$$\text{onde, } X = \begin{bmatrix} x[P] & \cdots & x[1] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x[2P-1] & \cdots & x[p] \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_P \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} x[P+1] \\ \vdots \\ x[2P] \end{bmatrix}.$$

O parâmetro de previsão a_k pode ser determinado pela resolução de (2.7), seguidamente, pode formar-se um polinómio com raízes z_k .

$$F(z) = \sum_{k=0}^P a_k z^{P-k} \quad (2.8)$$

Como resultado, o fator de amortecimento e a frequência são deduzidos diretamente da raiz de z_k .

$$a_k \frac{\ln|z_k|}{T_s} e f_k = \frac{1}{2\pi T_s} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(z_k)}{\text{Re}(z_k)} \right]$$

Por fim, utiliza-se a raiz de z_k para criar a matriz com determinado número de P , de (2.3).

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & z_2 & \cdots & z_P \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{P-1} & z_2^{P-1} & \cdots & z_P^{P-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(1) \\ \vdots \\ x(P) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

O parâmetro complexo de h_k é determinado resolvendo (2.9) e, por consequência, a amplitude A_k e o ângulo de fase ϕ_k são obtidos pela relação, ambas deduzidas de (2.4).

$$A_k = |h_k| \text{ e } \phi_k = \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}(h_k)}{\text{Re}(h_k)} \right]$$

Porém, o desempenho do MP é instável se houver existência de ruído nos sinais. Estes ruídos surgem quando são extraídos sinais reais, já quando se retira de um modelo, estes não acontecem. Portanto, para contornar esta situação, (2.3) deve ser alterada para a seguinte forma.

$$x[n] = \hat{x}[n] + \varepsilon[n] = \sum_{k=1}^P h_k z_k^{n-1} + \varepsilon[n] \quad (2.10)$$

ε é a aproximação entre o erro dos dados dos sinais originais $x[n]$ e a aproximação linear $\hat{x}[n]$. O erro é assumido como tendo uma distribuição de Gauss. O problema da estimação dos parâmetros consiste na minimização do quadrado do erro sobre o número de amostras.

$$E = \sum_{n=1}^N |\varepsilon[n]|^2 = \sum_{n=1}^N \left| x[n] - \sum_{k=1}^P h_k z_k^{n-1} \right|^2 \quad (2.11)$$

Na prática, o número de amostras é maior que o número de parâmetros desconhecidos ($N > 2P$). Nesse caso, (2.6) deve então ser alterada para:

$$\sum_{k=0}^P a_k x[n-k] = \varepsilon[n]. \quad (2.12)$$

Transformando a equação anterior numa matriz temos:

$$\begin{bmatrix} x[P] & \cdots & x[1] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x[N-1] & \cdots & x[N-P] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(P+1) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

O vetor dos parâmetros desconhecidos a_k é utilizado para minimizar a previsão linear do quadrado do erro. A minimização pode ser solucionada através do método LS (*Least Square*). Para além disso, a estimativa de parâmetros complexos h_k é também alterada para um procedimento LS linear. Neste caso, o conjunto de equações lineares em (2.9), deve ser alterado para a seguinte forma [99].

$$ZH = C \quad (2.14)$$

$$\text{onde, } X = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ z_1 & \cdots & z_P \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ z_1^{N-1} & \cdots & z_P^{N-1} \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_P \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} x(1) \\ \vdots \\ x(N) \end{bmatrix}.$$

Por conseguinte, o método do *Prony* consiste nos três tópicos seguintes:

Tópico 1:

A determinação dos parâmetros de previsão linear a_k . Este tópico é levado a cabo resolvendo a (2.13).

Tópico 2:

Encontrar as raízes z_k do polinómio característico de (2.8). As raízes z_k permitem a determinação de α_k e f_k .

Tópico 3:

Resolver (2.14) pelo método dos mínimos quadrados, o que permite a determinação de A_k e k .

A Figura 2.15 apresenta o esquema resultante da amplitude estimada e frequência do sinal gerado pelo algoritmo de *Prony*, implementado em *Matlab*. Assim para verificar o seu funcionamento, foram utilizados sinais de diferentes graus de complexidade.



Figura 2.15: Esquema para a estimativa de um sinal.

O sinal gerado é apresentado na Figura 2.16 e definido da seguinte forma:

$x(t) = 20 \times \sin(2\pi \times 60 \times t)$, com:

Frequência de amostragem: $f_e = 10000 \text{ Hz}$

Número de amostras: $N_e = 6 \text{ amostras}$

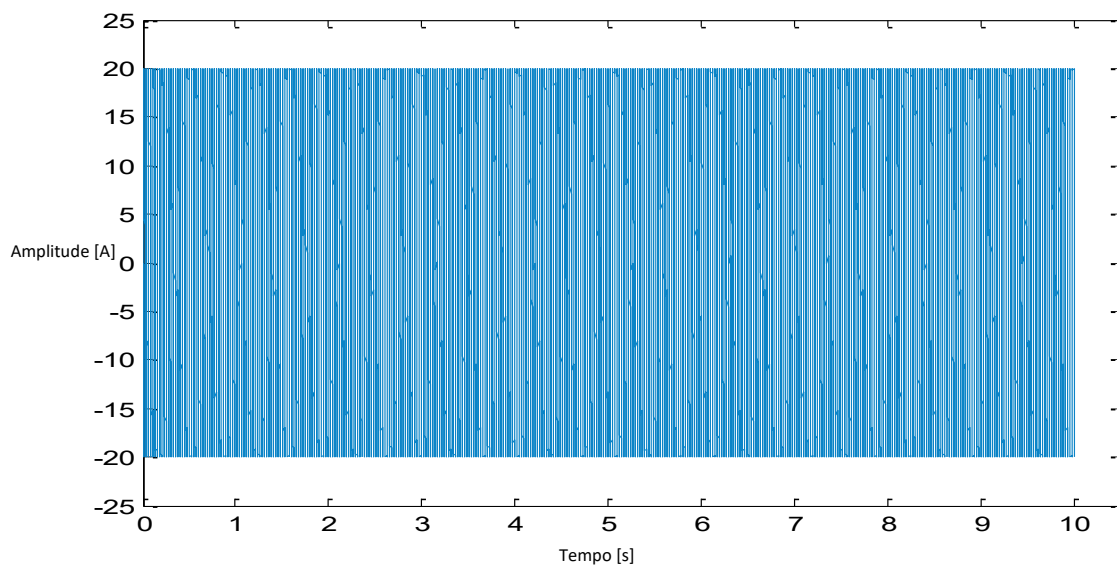


Figura 2.16: Sinal gerado no domínio temporal.

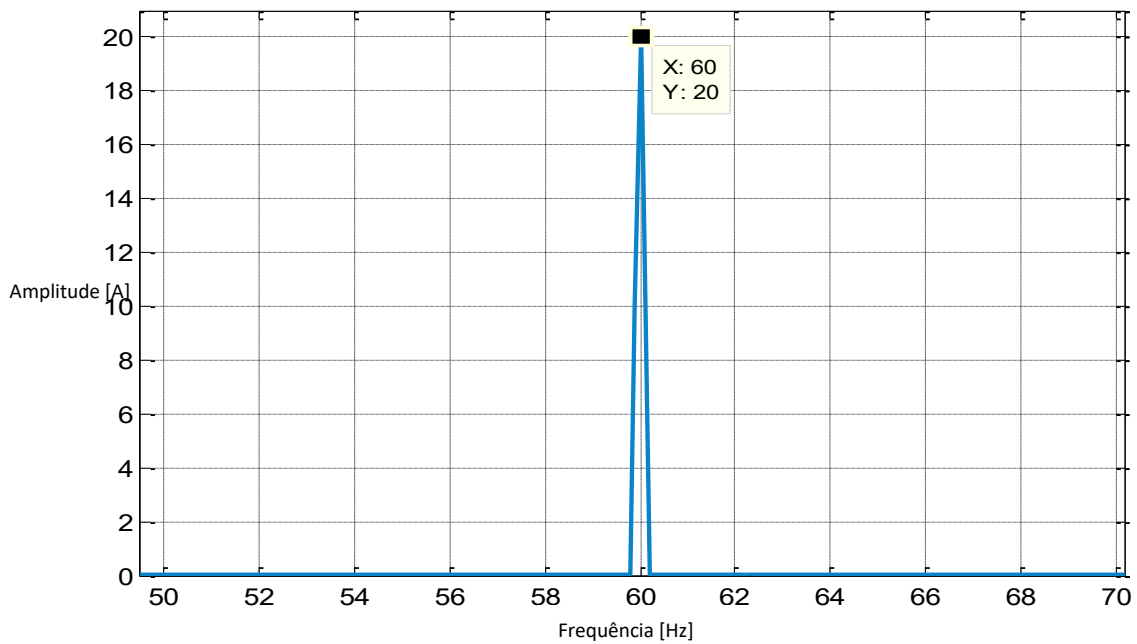


Figura 2.17: Espectro gerado ($F_s=60$ Hz).

Tabela 2.3: A amplitude e frequência estimadas pelos métodos de *Prony* e FFT.

		Valor real	Valor Estimado	Erro	Número de amostras
Método de PRONY	Amplitude	20	20	0	6
	Frequência	60	60	0	
Método de FFT	Amplitude	20	20	0	100000
	Frequência	60	60	0	

É de notar que o número de amostras mínimas neste exemplo (método *Prony*) $N_e=5$, se o número de amostra for inferior a este, o método não funciona. A Tabela 2.3 apresenta os resultados obtidos através da aplicação do método *Prony* e do método FFT. É possível verificar que o método de *Prony* necessita apenas de 6 amostras para fornecer resultados comparáveis aos obtidos pelo FFT, que por outro lado, requer 100.000 amostras.

A aplicação do algoritmo de *Prony* fornece uma única informação sobre a amplitude e a frequência dos harmônicos independentemente do número de amostras. No entanto, é necessário que a informação seja fornecida de forma contínua, e que não deixe de funcionar em regimes transitórios. Para solucionar esse problema são utilizadas janelas deslizantes. Este processo consiste em subdividir o sinal em várias janelas pequenas e cada janela será analisada pelo método do *Prony*. O princípio deste método é mostrado na Figura 2.18.

A escolha do tamanho da janela é importante porque, por um lado, permite uma maior precisão de resultados e, por outro lado, aumenta o tempo de computação. Deve-se, portanto, encontrar um compromisso entre a velocidade de computação e a precisão. Para além disso, o tamanho do passo da janela tem uma grande influência sobre a resolução temporal. Tal acontece quando um passo muito pequeno permite acompanhar as variações que podem ocorrer durante a aquisição do sinal.

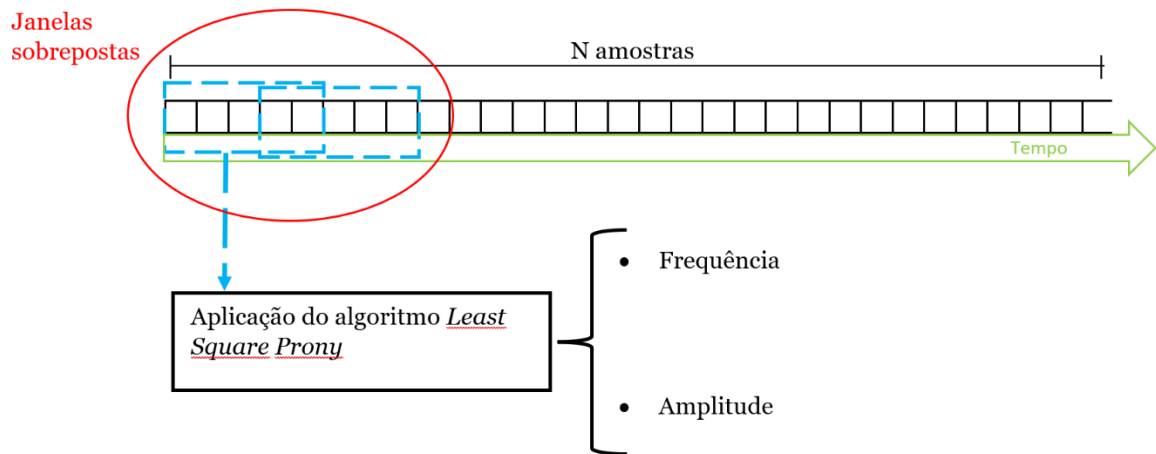


Figura 2.18: Descrição do Método STLSP.

O sinal anteriormente utilizado $x(t)$ foi utilizado para testar o método *Prony* de janela deslizante. É escolhida uma janela de 6 amostras que se move por um passo igual a 1 amostra. A ordem do modelo é sempre $P=3$, uma vez que apenas tem um harmónico para estimar.

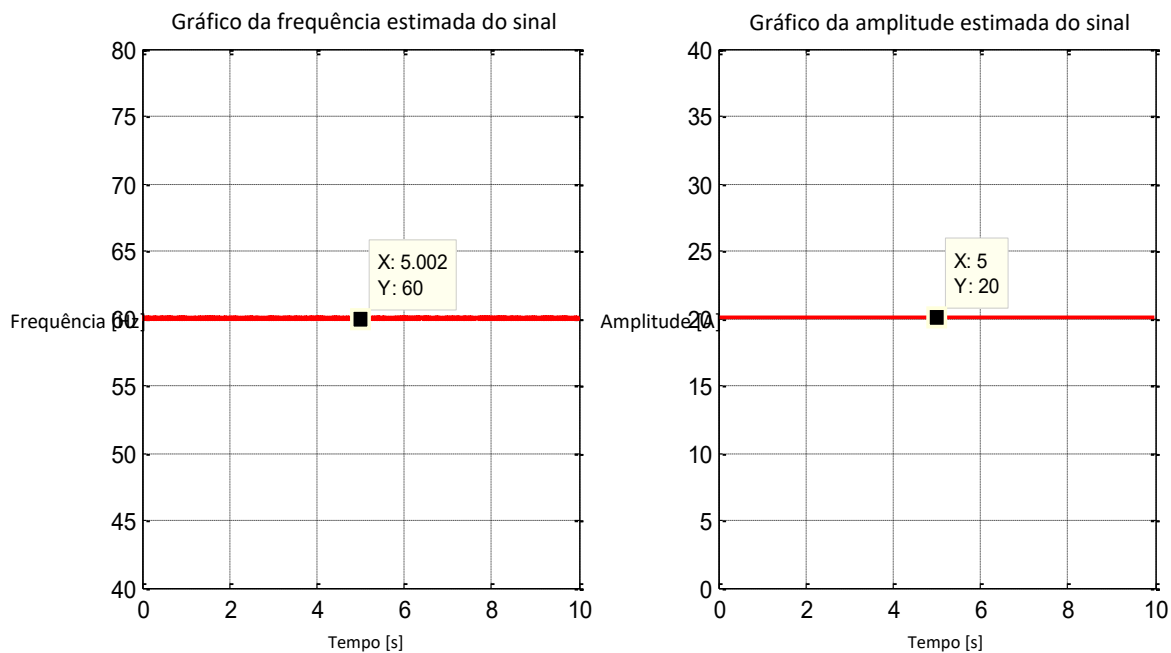


Figura 2.19: Frequência e amplitude estimadas pelo método *Prony* com janela deslizante.

A Figura 2.19, apresenta a evolução da amplitude e da frequência estimadas pelo método das janelas deslizantes. Assim, a partir deste resultado, o problema da estimativa de um único harmónico é resolvido. Deste modo, para confirmar a precisão e a boa estimativa do algoritmo, é realizado um teste com um sinal mais complexo, ou seja, um sinal gerado por um componente contendo um regime transitório na sua frequência e amplitude, desta forma, tem-se:

$$x(t) = 10 \times \sin(2\pi \times 60 \times t)$$

Onde a amplitude é 10 A e a frequência 60Hz e, posteriormente, no regime transitório é de 5 A e 50 Hz, respetivamente; isto acontece num intervalo de [0,5 s : 1 s] (Figura 2.20).

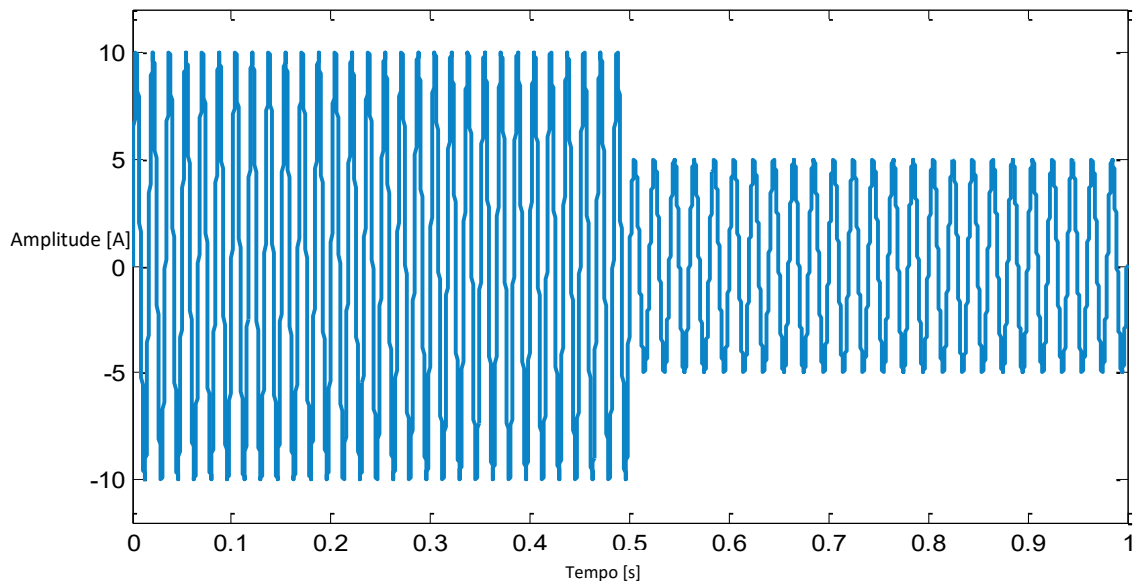


Figura 2.20: Sinal de regime transitório gerado no domínio temporal.

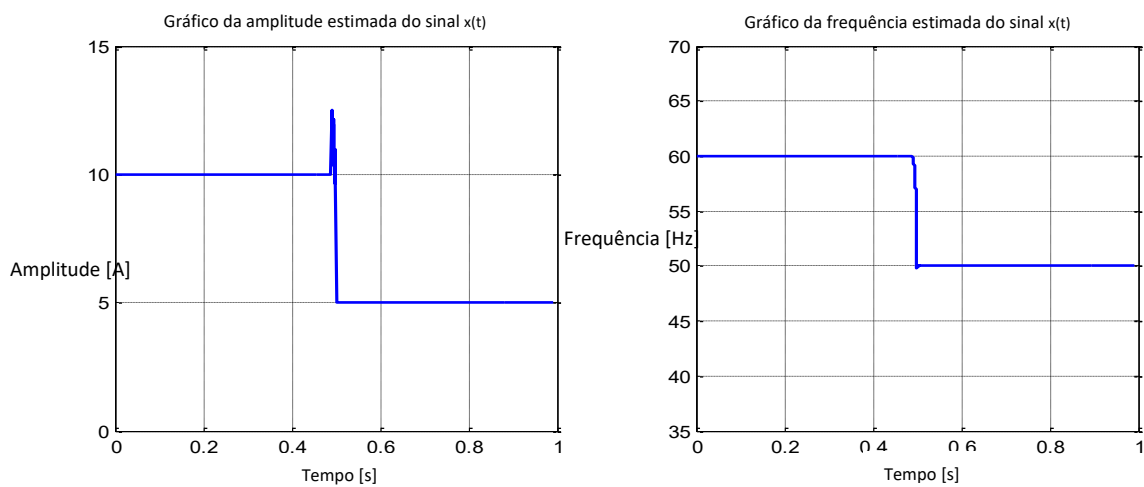


Figura 2.21: Frequência e amplitude estimadas de um sinal de regime transitório.

Na Figura 2.21 é visível que se pode comprovar a frequência e amplitude do harmónico alvo. Este resultado confirma que a janela deslizante tem a capacidade de estimar e seguir frequências e amplitudes, mesmo para sinais em regime estacionário. Para além deste teste, foi ainda testado outro com um sinal ainda mais complexo. O sinal testado é um sinal com vários harmónicos (3 harmónicos, neste caso). O sinal é definido da seguinte forma:

$$x(t) = x_1 = 10 \sin(2\pi 50 t) + 2 \sin(2\pi 48 t) + 3 \sin(2\pi 52 t)$$

As Figuras 2.22 e 2.23 apresentam o padrão temporal e o espectro gerado pelo sinal.

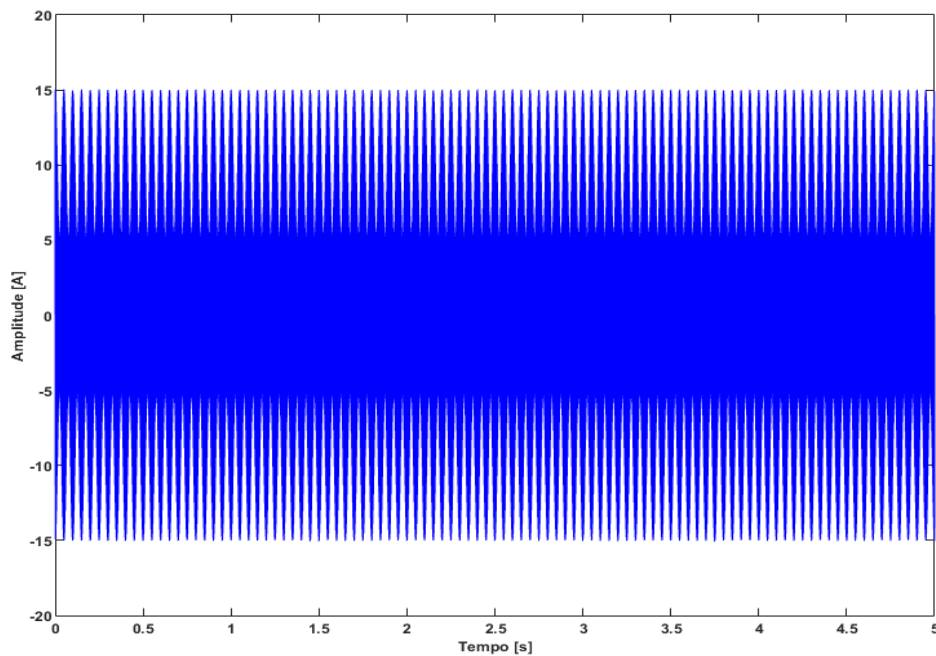


Figura 2.22: Padrão temporal do sinal gerado.

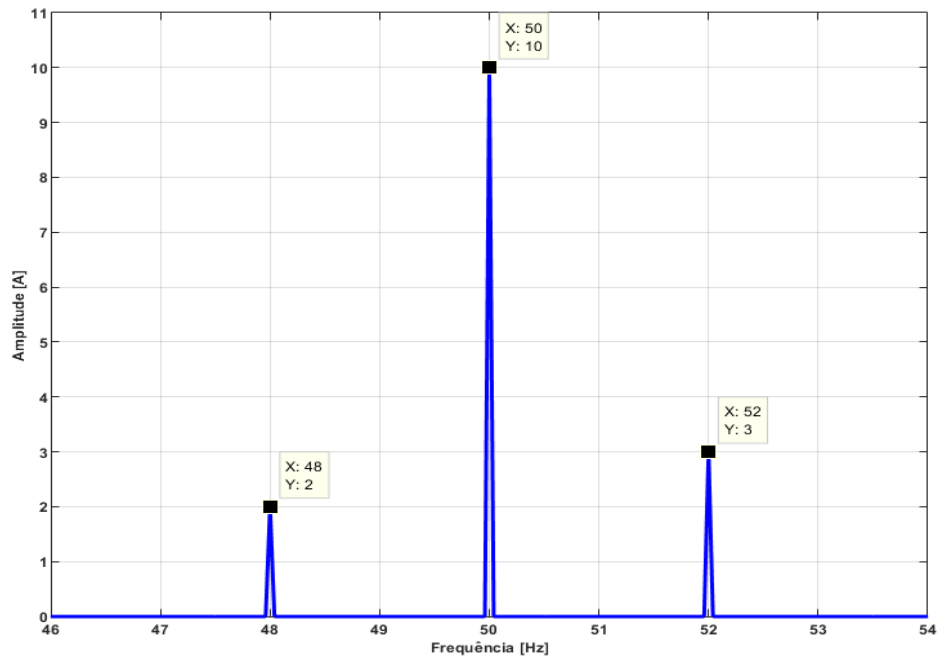


Figura 2.23: Espectro gerado pelo sinal.

De acordo com a Figura 2.24 é possível verificar que embora o sinal tenha vários harmônicos, a evolução da amplitude e da frequência estimadas pelo método proporciona uma elevada precisão.

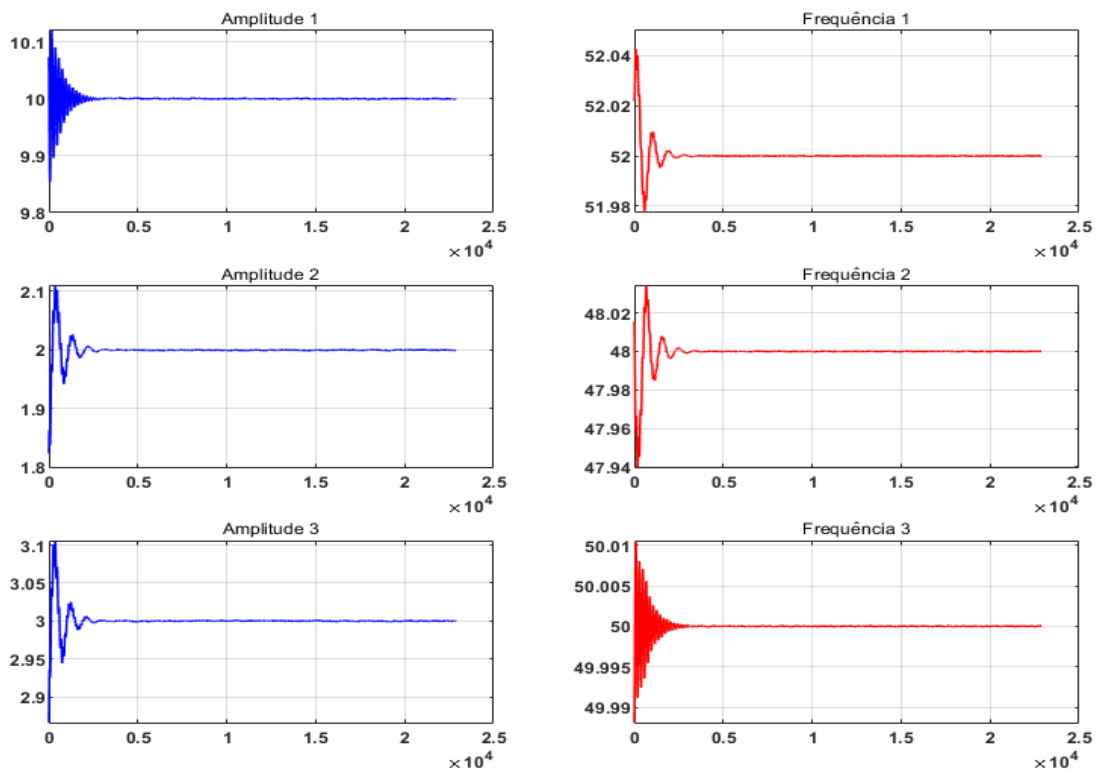


Figura 2.24: Diferentes frequência e amplitude estimadas do sinal gerado.

Modelo Analítico do estator do SynRM

2.6 Modelo analítico sem avaria

Para um motor síncrono de relutância trifásico alimentado por uma tensão equilibrada trifásica que, na prática, não é puramente sinusoidal uma vez que contém harmônicos temporais (TH), as equações gerais das correntes trifásicas são dadas por [100]:

$$\begin{cases} i_a(t) = \hat{i}_{TH}^{\nu} \cos(\nu\omega_s t) + \hat{i}_{RSH}^{\nu} \cos[(\nu\omega_s \mp kN_r\omega_r)t] \\ i_b(t) = \hat{i}_{TH}^{\nu} \cos(\nu\omega_s t - 2\pi/3) + \hat{i}_{RSH}^{\nu} \cos[(\nu\omega_s \mp kN_r\omega_r)t - 2\pi/3] \\ i_c(t) = \hat{i}_{TH}^{\nu} \cos(\nu\omega_s t - 4\pi/3) + \hat{i}_{RSH}^{\nu} \cos[(\nu\omega_s \mp kN_r\omega_r)t - 4\pi/3] \end{cases} \quad (2.15)$$

Onde $\nu = 1,3,5,\dots$, é a ordem do harmônico do tempo, \hat{i}_{TH}^{ν} representa a amplitude dos harmônicos do tempo, \hat{i}_{RSH}^{ν} , é a amplitude do harmônico de ranhura (RSH) em função de ν , N_r é o número de ranhuras do rotor, ω_r é a velocidade do rotor, p é o número de par de pólos e k é uma constante [101].

Os TH são principalmente impostos pela fonte de alimentação, enquanto que os RSH são a consequência da distribuição discreta nas ranhuras do rotor. Contudo, é bem conhecido que, na prática, o SynRM, mesmo em estado saudável, contém algum nível residual de excentricidade tanto estática como dinâmica, produzindo então uma excentricidade mista. Esta falha corresponde à condição de um comprimento radial desigual da caixa de ar entre o estator e o rotor e pode resultar de uma variedade de fontes como o posicionamento incorreto dos rolamentos durante a montagem, rolamentos gastos, e outras. A existência inerente de uma excentricidade mista residual dá origem a componentes espectrais anormais com baixas magnitudes em torno dos harmônicos temporais. São conhecidos como harmônicos de falha de excentricidade (*Eccentricity Fault Harmonics* - EFH) [100]. As suas frequências podem ser expressas como [101]:

$$f_{EFH} = (\nu f_s \pm k f_r) \quad (2.16)$$

Deste modo, as correntes do estator de um SynRM em estado saudável contém também componentes espectrais, relacionados com a falha residual de excentricidade mista. Assim, é possível escrever:

$$\begin{cases} i_a(t) = \hat{i}_{TH}^v \cos(v\omega_s t) + \hat{i}_{EFH}^v \cos[(v\omega_s \mp k\omega_r)t] \\ \quad + \hat{i}_{RSH}^v \cos[(v\omega_s \mp kN_r\omega_r)t] \\ i_b(t) = \hat{i}_{TH}^v \cos(v\omega_s t - 2\pi/3) + \hat{i}_{EFH}^v \cos[(v\omega_s \mp k\omega_r)t - 2\pi/3] \\ \quad + \hat{i}_{RSH}^v \cos[(v\omega_s \mp kN_r\omega_r)t - 2\pi/3] \Rightarrow \\ i_c(t) = \hat{i}_{TH}^v \cos(v\omega_s t - 4\pi/3) + \hat{i}_{EFH}^v \cos[(v\omega_s \mp k\omega_r)t - 4\pi/3] \\ \quad + \hat{i}_{RSH}^v \cos[(v\omega_s \mp kN_r\omega_r)t - 4\pi/3] \end{cases} \quad (2.17)$$

Sendo \hat{i}_{EFH}^v a amplitude do EFH em função de v , e f_r indica a frequência de rotação. A equação (2.17) mostra que as correntes do estator de um motor saudável contêm uma série infinita de três tipos de harmônicos: TH, EFH e RSH [101].

2.7 Modelo analítico com curto-circuito entre espiras

A ocorrência de uma avaria de curto-circuito entre espiras gera uma diminuição proporcional da resistência da fase afetada acompanhada de um aumento na corrente dessa mesma fase. Para além disso, existe uma corrente de grande magnitude que circula na zona do curto-circuito levando a um aumento de temperatura e provocando a destruição do enrolamento [53], [89], [102], [103]. A Figura 2.25, apresenta os efeitos de uma avaria nos enrolamentos do estator do motor.

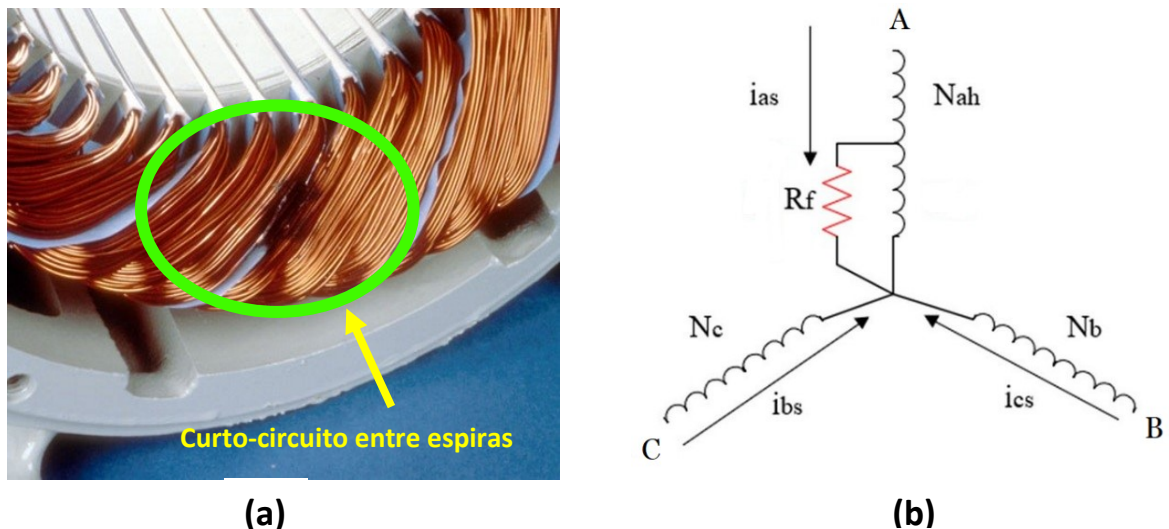


Figura 2.25: Curto-circuito entre espiras no estator de três fases.

A ocorrência de uma avaria de curto-circuito entre espiras induz harmônicos de corrente no estator com frequências, dadas por [102], [104]:

$$f_{ITSCH} = \nu f_s \mp k f_r \quad (2.18)$$

Onde ITSCH significa curto-circuito entre espiras, f_r é a frequência de rotação, $\nu = 1, 3, 5, \dots$ e k é uma constante. Como se pode notar, esta equação é a mesma que (2.16). Assim, é possível notar uma clara ambiguidade entre os valores da excentricidade mista e o curto-circuito entre espiras. Neste contexto de explicação e esclarecimento, vale a pena mencionar que o efeito de um curto-circuito entre espiras é o equivalente à remoção de algumas espiras dos enrolamentos e à criação de espiras mais curtas. Como é apresentado na Figura 2.27, quando ocorre um curto-circuito entre espiras, os enrolamentos da fase terão um número menor de espiras, pelo que produzem menos Força Magnetomotriz (FMM). Para além disso, a corrente que circula nas espiras curto-circuitadas produz também uma FMM que é oposta à FMM principal gerada pelos enrolamentos de fase. Por consequência, a nova FMM do estator pode ser obtida através da subtração da FMM induzida pelas espiras curto-circuitadas pela FMM gerada pelo estator em funcionamento normal [101].

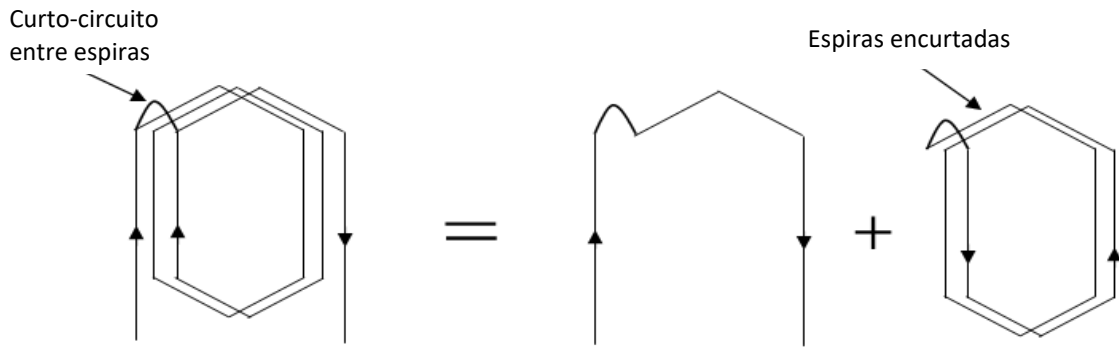


Figura 2.26: Curto-circuito entre espiras numa secção de uma bobina monofásica.

Como resultado desta avaria, é produzida uma FMM adicional com a mesma frequência da FMM principal do estator. Assim, não existem novos componentes espertais na FMM resultante do estator. Por isso, as correntes da FMM do estator com curto-circuito entre espiras, pode ser dada por [101]:

$$\begin{cases} i_a(t) = \hat{i}_{TH|SC}^{\nu} \cdot \cos(\nu\omega_s t) + \hat{i}_{EFH|SC}^{\nu} \cos[(\nu\omega_s \mp k\omega_r)t] \\ \quad + \hat{i}_{RSH|SC}^{\nu} \cdot \cos[(\nu\omega_s \mp kN_r\omega_r)t] \\ i_b(t) = \hat{i}_{TH|SC}^{\nu} \cdot \cos(\nu\omega_s t - 2\pi/3) + \hat{i}_{EFH|SC}^{\nu} \cos[(\nu\omega_s \mp k\omega_r)t - 2\pi/3] \\ \quad + \hat{i}_{RSH|SC}^{\nu} \cdot \cos[(\nu\omega_s \mp kN_r\omega_r)t - 2\pi/3] \mp \\ i_c(t) = \hat{i}_{TH|SC}^{\nu} \cdot \cos(\nu\omega_s t - 4\pi/3) + \hat{i}_{EFH|SC}^{\nu} \cos[(\nu\omega_s \mp k\omega_r)t - 4\pi/3] \\ \quad + \hat{i}_{RSH|SC}^{\nu} \cdot \cos[(\nu\omega_s \mp kN_r\omega_r)t - 4\pi/3] \end{cases} \quad (2.19)$$

Sendo, $\hat{i}_{TH|SC}^{\nu}$, $\hat{i}_{EFH|SC}^{\nu}$ e $\hat{i}_{RSH|SC}^{\nu}$, as novas amplitudes de TH, EFH e RSH, respetivamente, em função de ν , após a presenta do curto-circuito.

Capítulo 3

Estudo e diagnóstico do SynRM com a presença de avarias no estator, adotando um controle em circuito aberto

3.1 Descrição da configuração experimental

A bancada de ensaios laboratoriais apresentada nas Figuras 3.1 (a) e 3.1 (b) é composta, essencialmente, por um SynRM, da marca KSB, com as características apresentadas na Tabela 3.1, acoplado a um motor síncrono de ímãs permanentes, de marca WEG, de 2,2 kW de potência. A alimentação é feita por um autotransformador e por um inversor industrial de marca BLAST, para controlar o funcionamento do motor. Este inversor industrial funciona em controle de malha aberta (*open-loop*). Este tipo de controle significa que os sinais de saída dependem dos sinais de entrada, no entanto, o sinal de saída não afeta o sinal de entrada. A medição de binário é efetuada com um sensor de binário da marca Magtrol SA. Deste modo, para criar a avaria de curto-circuito nos testes, os enrolamentos do estator foram modificados através da adição de um conjunto de ligações em cada fase do estator. As medições de tensão e corrente foram realizadas através da utilização de sondas de tensão diferencial Tektronix P5200A, do amplificador Tektronix TCPA300 e ainda com sondas de corrente Tektronix TCP312. Os sinais correspondentes foram adquiridos através da utilização de uma placa de aquisição de dados da série NI USB-6366, com uma frequência de amostragem de 20 kHz. Estes passos foram realizados continuamente, o que permitiu seguir em tempo real, a evolução dos indicadores bem como as diferentes grandezas, tais como tensões, correntes, impedâncias e componentes simétricos. As outras extremidades estão ligadas à caixa de terminais, para permitir a aplicação dos curtos-circuitos com diferentes graus de severidade em qualquer fase do estator. Na Figura 3.2 é mostrada a caixa dos terminais e o esquema para a localização das ligações. A ligação do motor era em estrela (Y) e foi utilizada uma resistência R_f , para limitar a corrente em todos os enrolamentos da fase defeituosa.

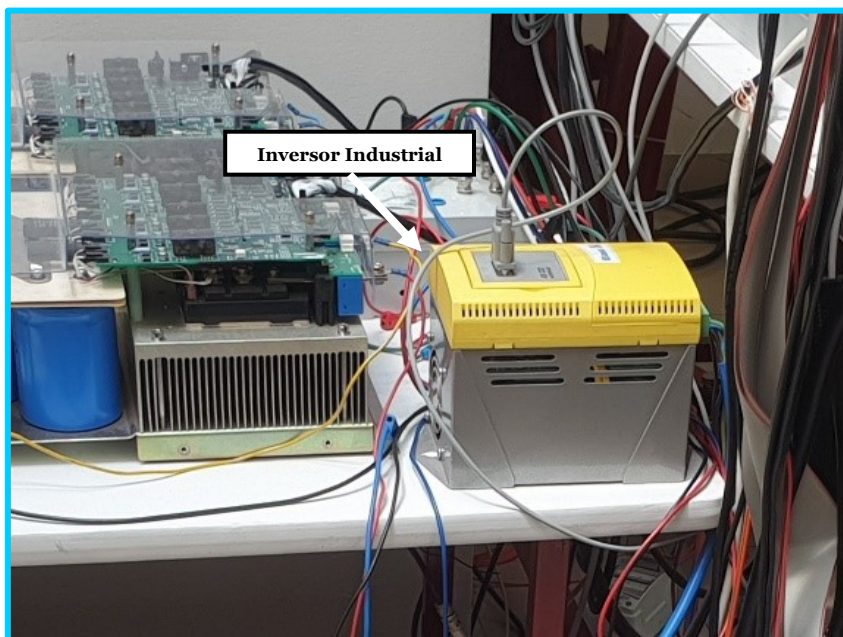
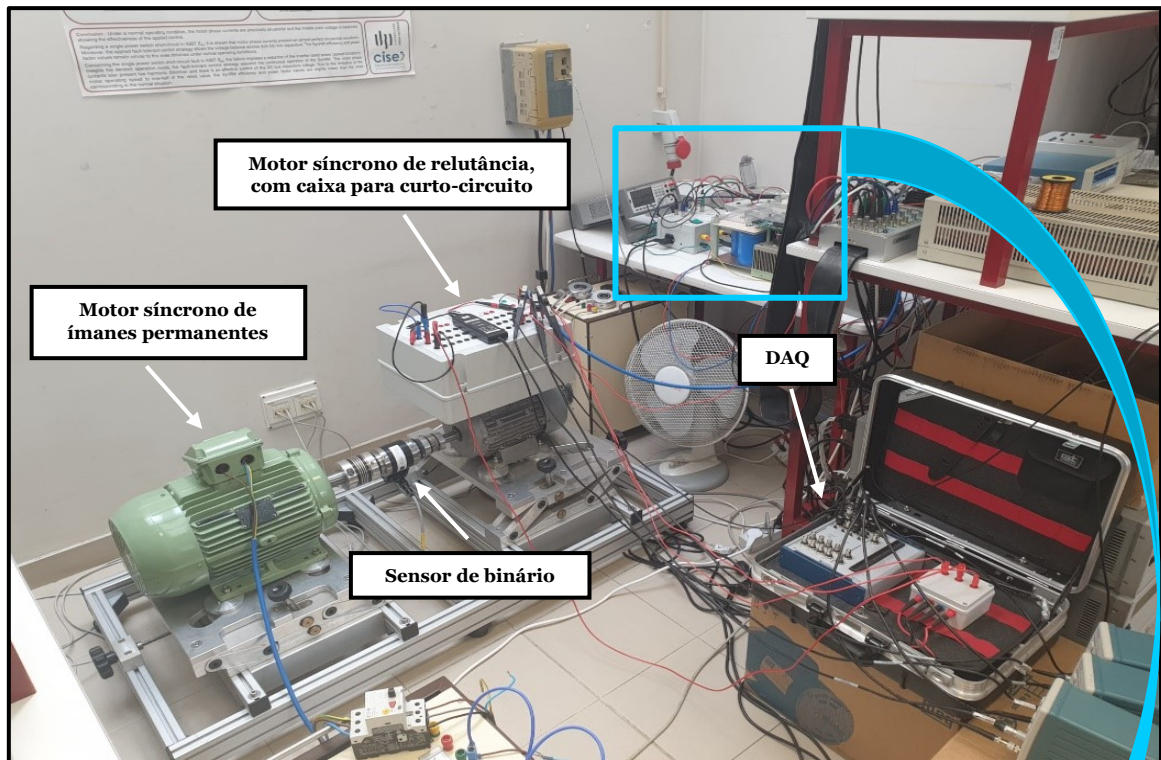


Figura 3.1 (a): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.

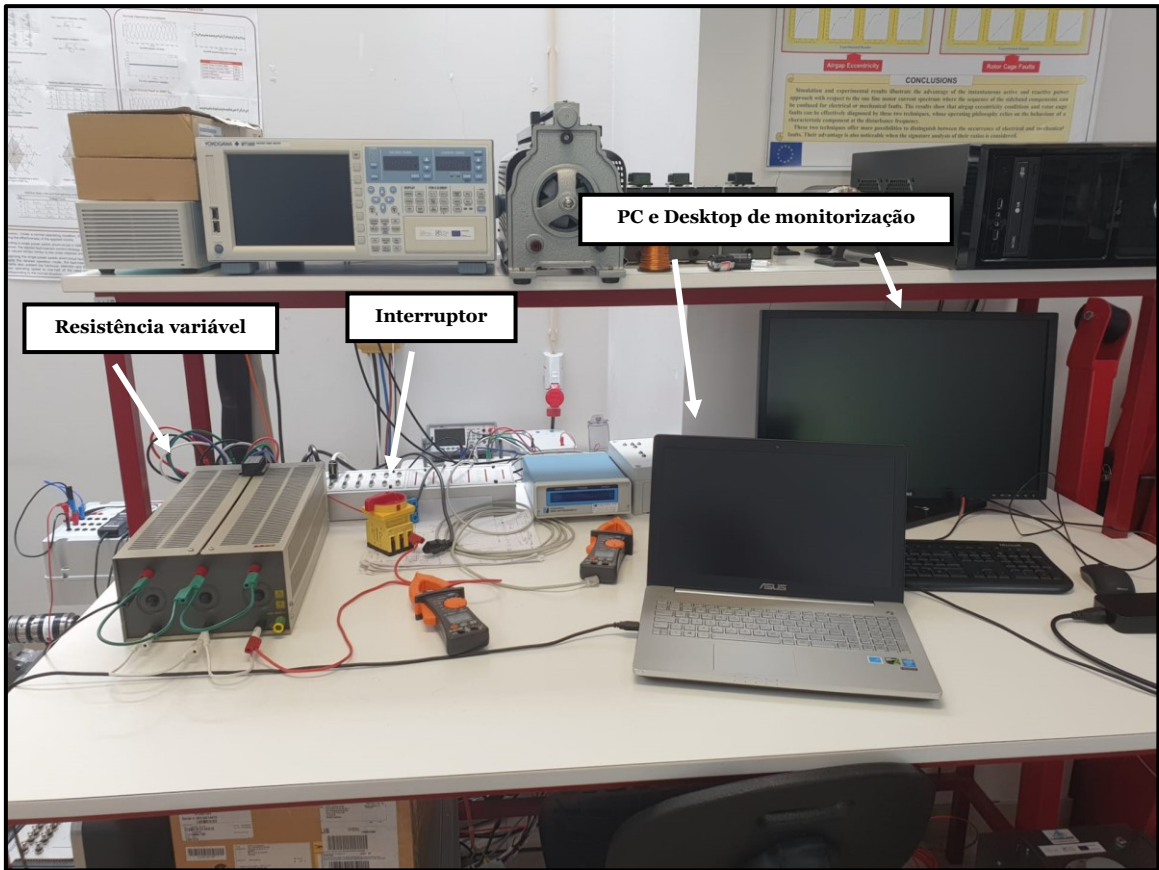


Figura 3.1 (b): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.

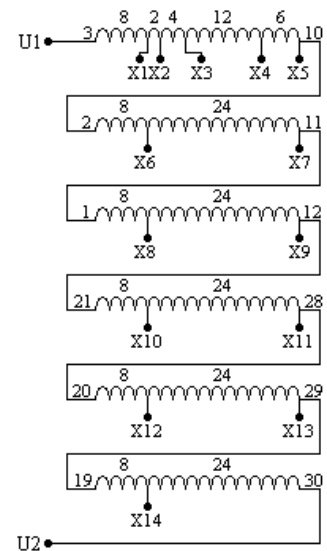
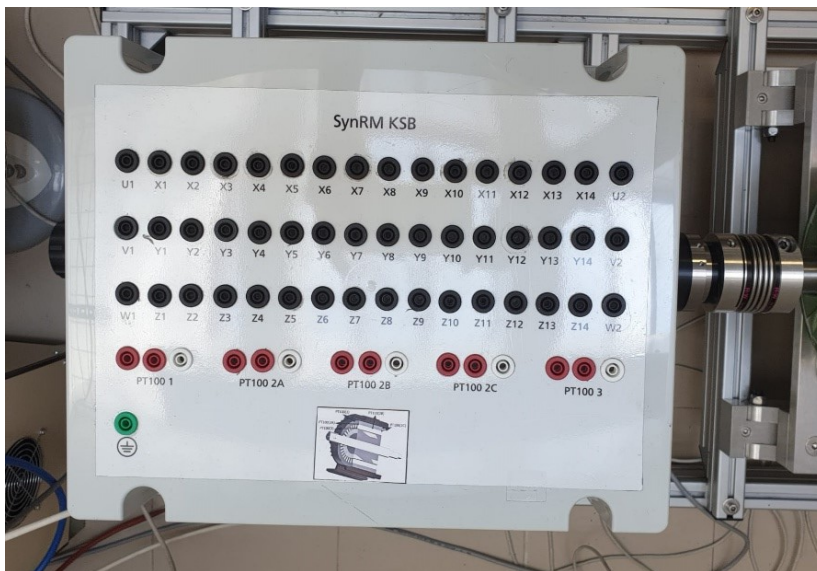


Figura 3.2: Caixa de terminais e esquema das ligações aos enrolamentos na fase A.

Tabela 3.1: Parâmetros do SynRM.

Parâmetros do SynRM	
Número de Pólos	4
Potência Nominal	2,2 kW
Tensão Nominal	400 V
Corrente Nominal	5,7 A
Frequência Nominal	50 Hz
Velocidade Nominal	1500 rpm
Indutância Nominal dos Eixos d/q	150/25 mH
Resistência do Estator	1,71 Ω

3.2 Comportamentos elétricos do SynRM em estado de funcionamento normal e defeituoso

Por forma a compreender os comportamentos elétricos do SynRM, em estado de funcionamento normal e defeituoso, foram realizados e mostrados nas Figuras 3.3, 3.4, 3.5 e 3.6 os testes comparativos da corrente do estator numa das fases e da tensão nas três fases.

Na Figura 3.3, é feita uma comparação do comportamento da corrente quando é aumentada a carga que o motor deve realizar, com este funcionando em vazio e aumentando a carga para 10 Nm, a amplitude da corrente aumenta em 141% e de 10 para 13 Nm, existindo um aumento de 17%.

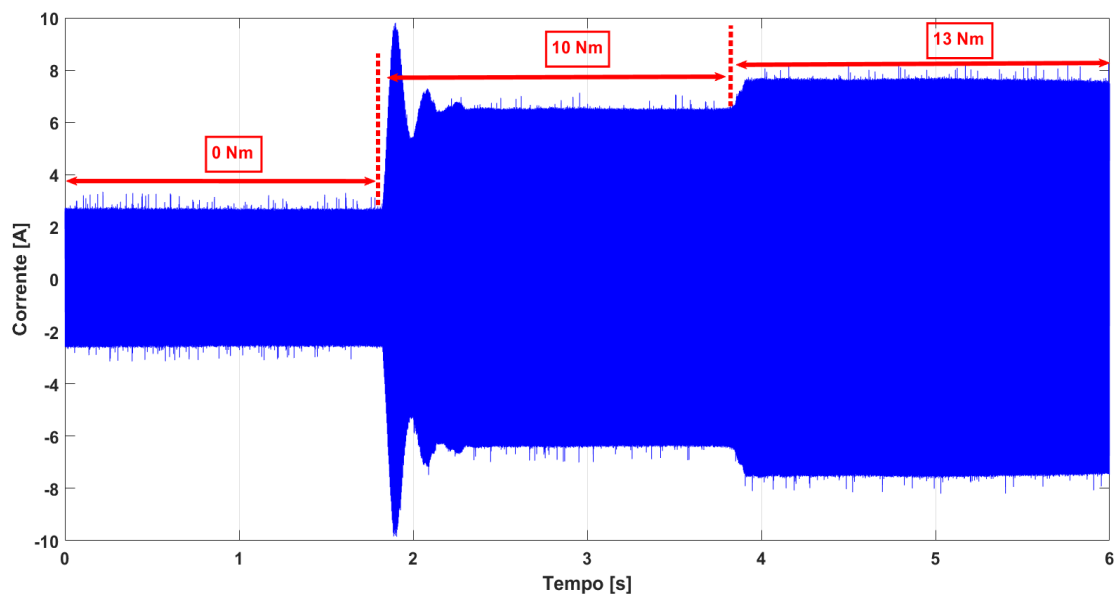


Figura 3.3: Corrente do motor para funcionamento normal com diferentes cargas.

Na Figura 3.4, os testes realizados tiveram como foco a variação entre o funcionamento normal e defeituoso. No caso do curto-circuito entre espiras, é possível verificar uma ligeira variação na amplitude da corrente, tendo esta apenas uma diferença de 8%.

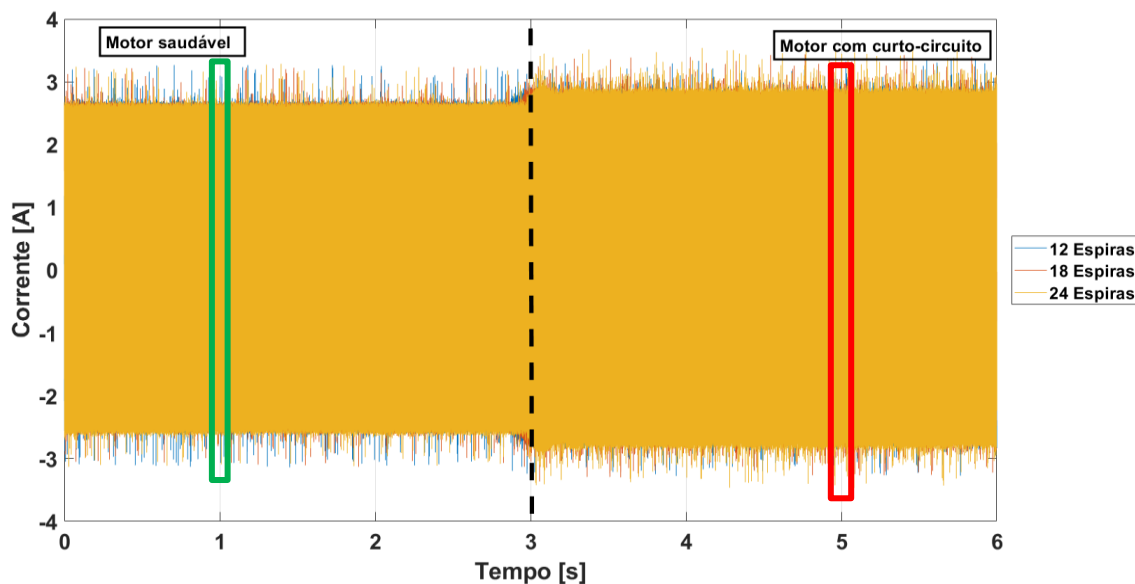


Figura 3.4: Corrente do motor para funcionamento com avaria de curto-circuito entre espiras e com diferentes severidades, carga 0Nm.

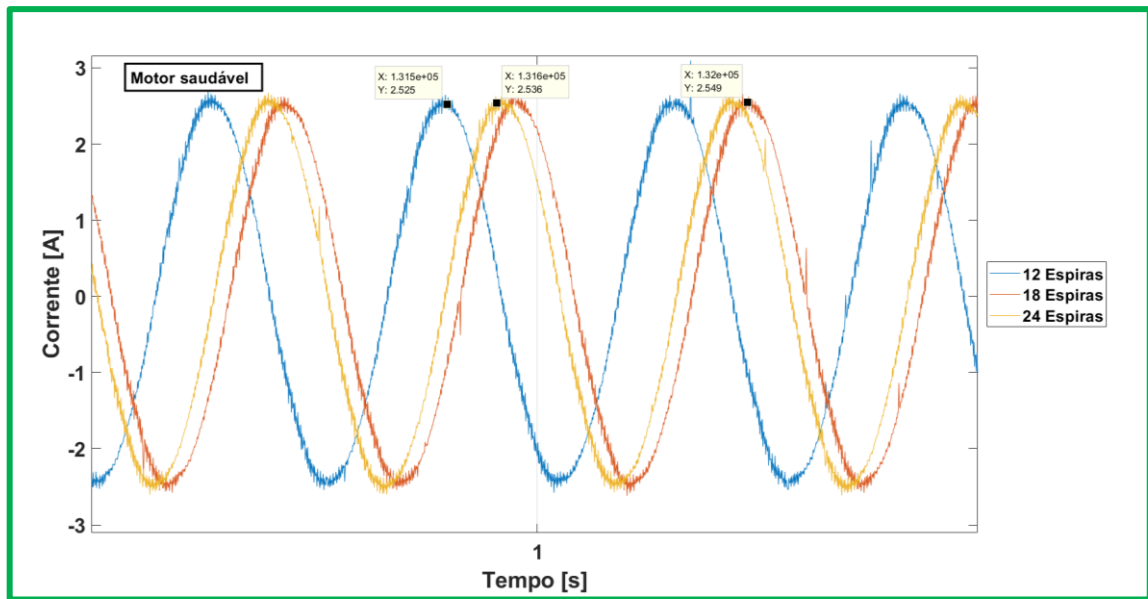


Figura 3.4 (a): Secção verde das correntes do motor.

O gráfico da Figura 3.5 é apresenta as alterações que acontecem quando é variada a carga aplicada ao motor. Nesta forma de funcionamento em vazio para uma carga de 10 Nm, a amplitude das tensões aumenta em 2% e de 10 Nm para 13 Nm é de 10%.

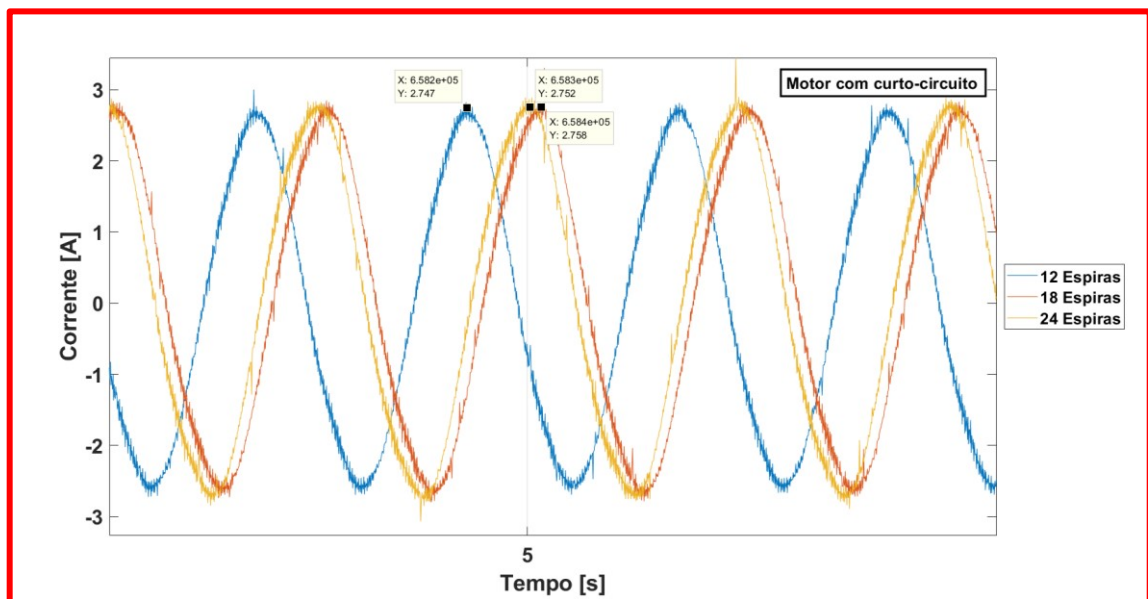


Figura 3.4 (b): Secção vermelha das correntes do motor.

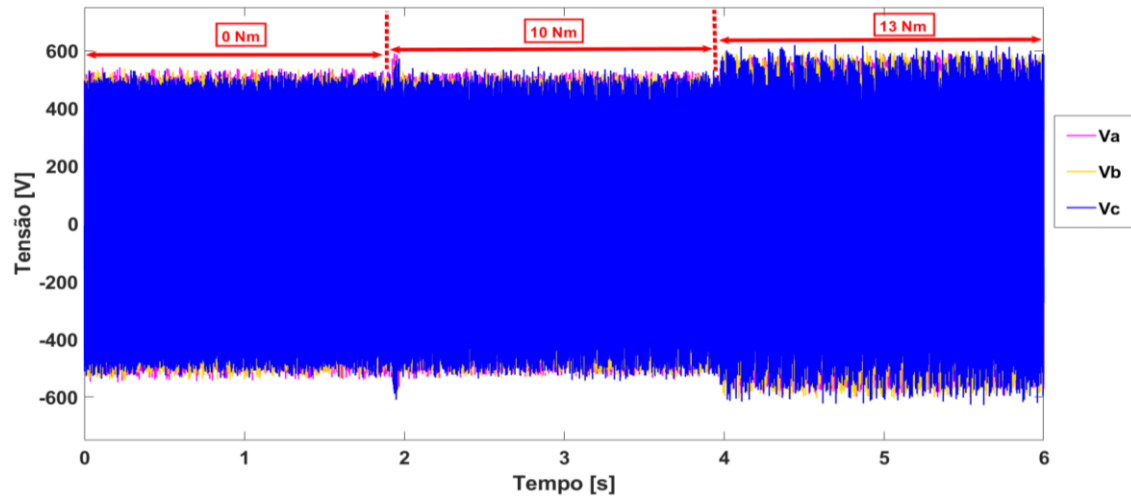


Figura 3.5: Tensões do motor para funcionamento normal com diferentes cargas.

Na Figura 3.6 os testes realizados tiveram como foco a variação entre o funcionamento normal e defeituoso, com um curto-circuito entre espiras. Assim, perante a transição de estado saudável para curto-circuito, tem-se um aumento em 2%, 5% e 8,5%, para 12, 18 e 24 espiras, respectivamente.

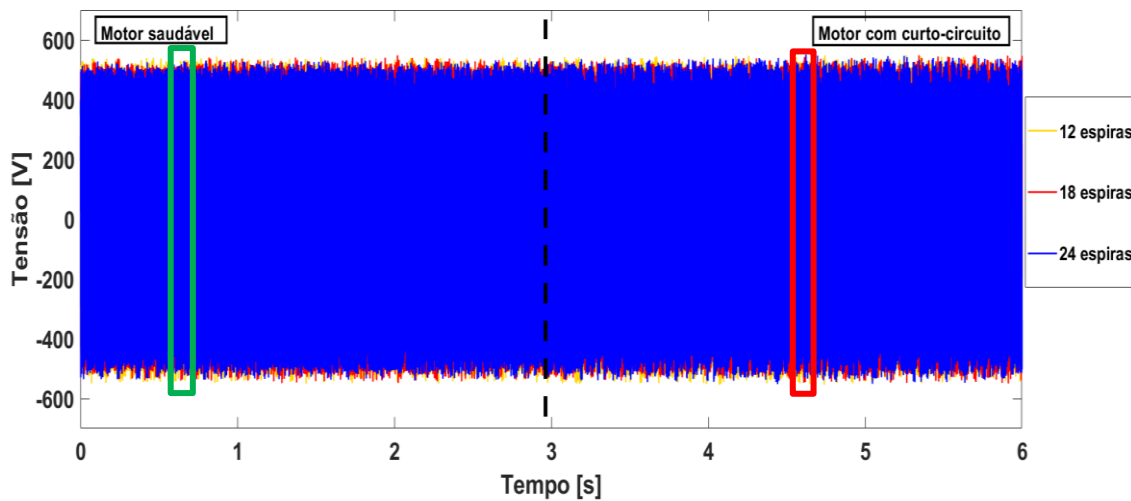


Figura 3.6: Corrente do motor para funcionamento com avaria de curto-circuito entre espiras e com diferentes severidades, carga 0Nm.

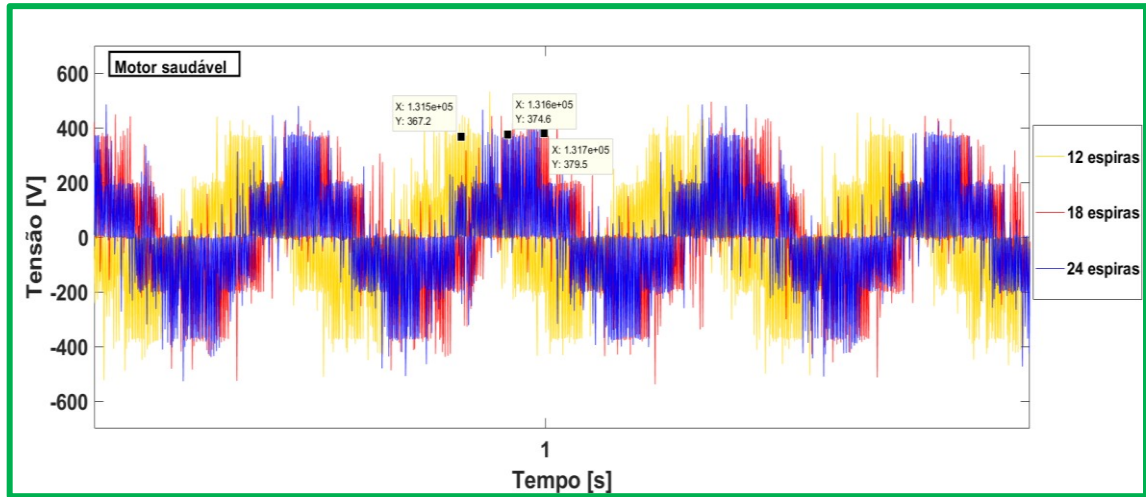


Figura 3.6 (a): Secção verde das correntes do motor.

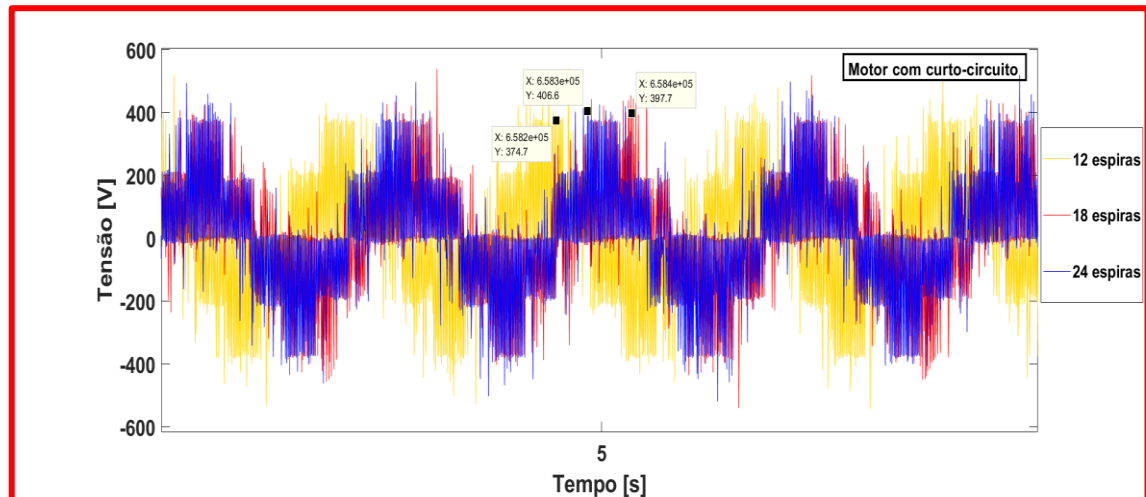


Figura 3.6 (b): Secção vermelha das correntes do motor.

3.3 FFT da corrente “Ia”

Os sinais de curto-circuito são avaliados e identificados utilizando a *Fast Fourier Transform*. Neste subcapítulo, são apresentadas, na Figura 3.7, os espectros obtidos para um funcionamento normal do motor e com avaria para diferentes severidades e diferentes cargas.

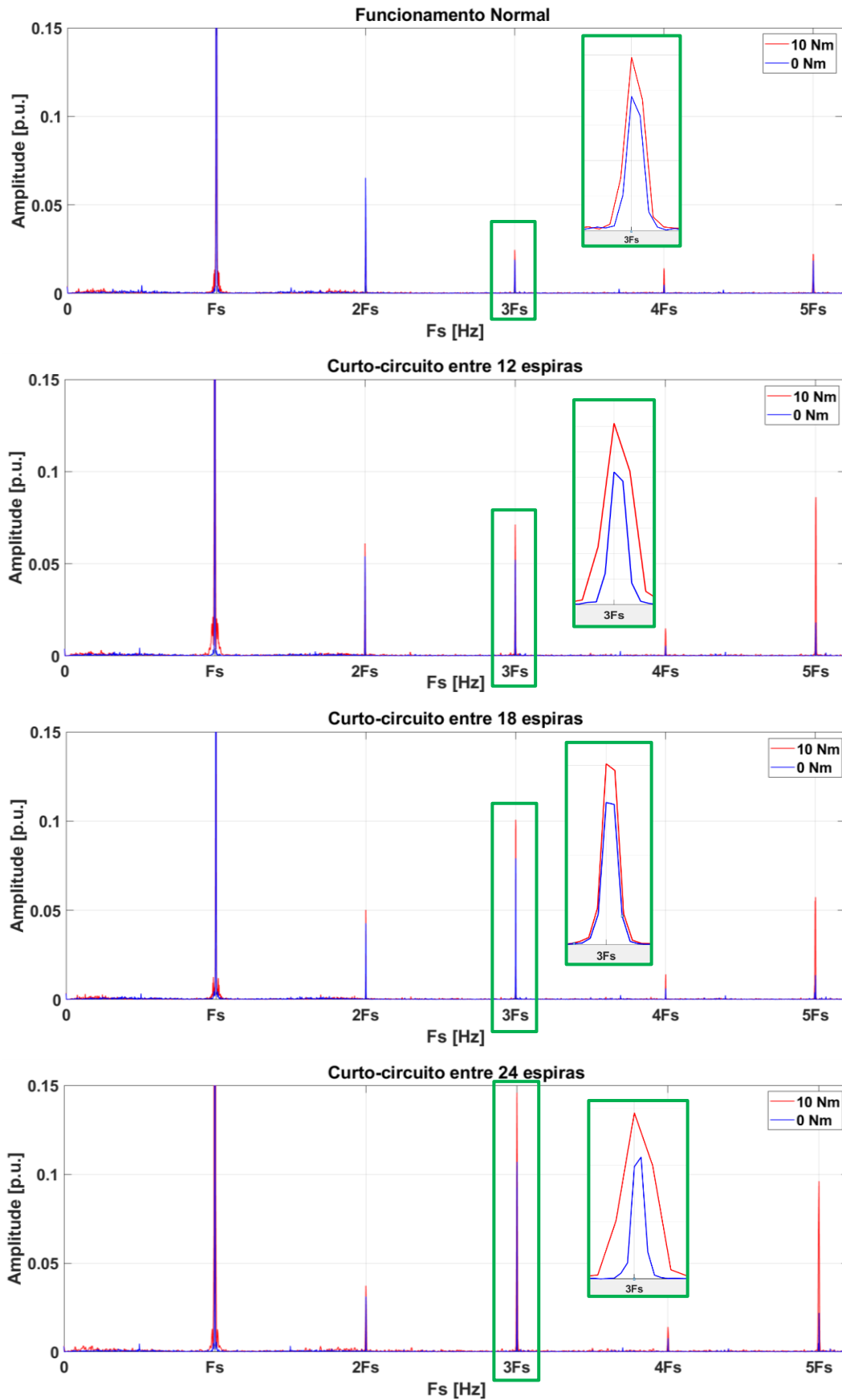


Figura 3.7: Espectro das correntes do estator para diferentes níveis de severidade do curto-circuito e diferentes cargas.

Assim sendo, realizando a análise do comportamento das componentes da frequência da Figura 3.7, o Harmônico Fundamental e o Terceiro Harmônico são as componentes onde é possível fazer a base para análise de avarias. A Figura 3.7 e a Tabela 3.2, demonstram que ambos os harmônicos são influenciados pelo curto-circuito, podendo ser confiados para diagnóstico.

Tabela 3.2: Valores obtidos nos gráficos do FFT.

Carga	Funcionamento Saudável	Curto-circuito de 12 espiras	Curto-circuito de 18 espiras	Curto-circuito de 24 espiras	Taxa de Variação de Saudável para Avaria (%)			
					12	18	24	
					Espiras	Espiras	Espiras	
F_s	0 Nm	2,506	2,536	2,583	2,648	1%	3%	6%
	10 Nm	6,352	6,535	6,595	6,813	3%	4%	7%
3F_s	0 Nm	0,0191	0,05215	0,07921	0,1069	173%	315%	460%
	10 Nm	0,02465	0,07129	0,1008	0,1458	189%	309%	491%

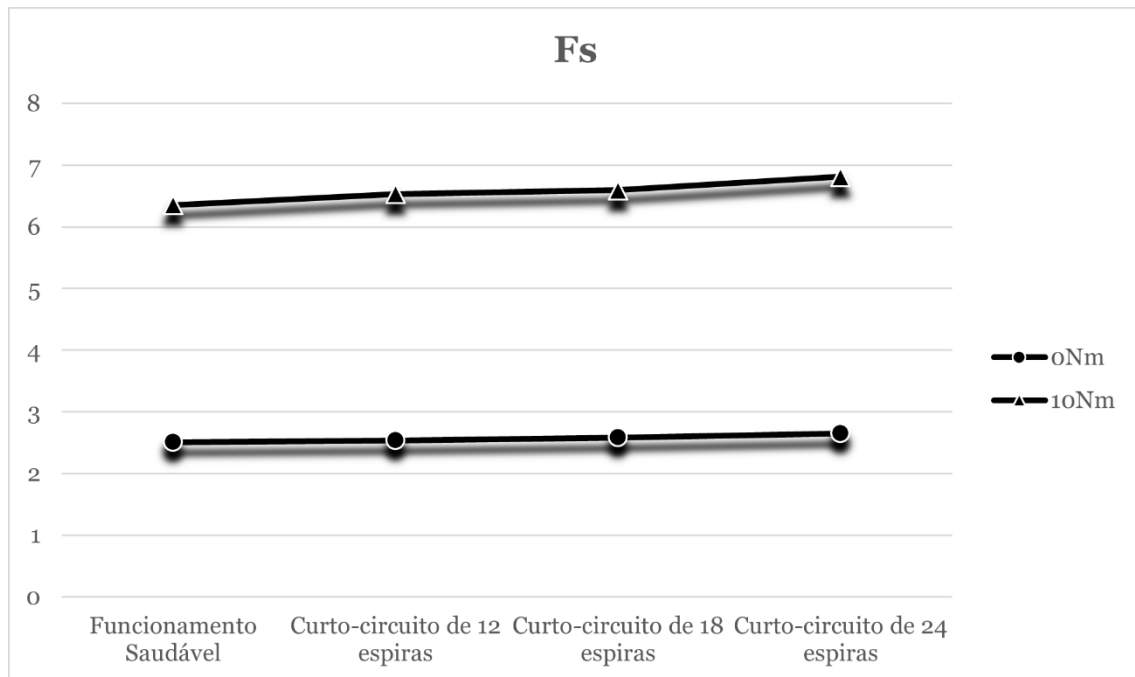


Figura 3.8: Gráfico da evolução da avaria no Harmônico Fundamental.

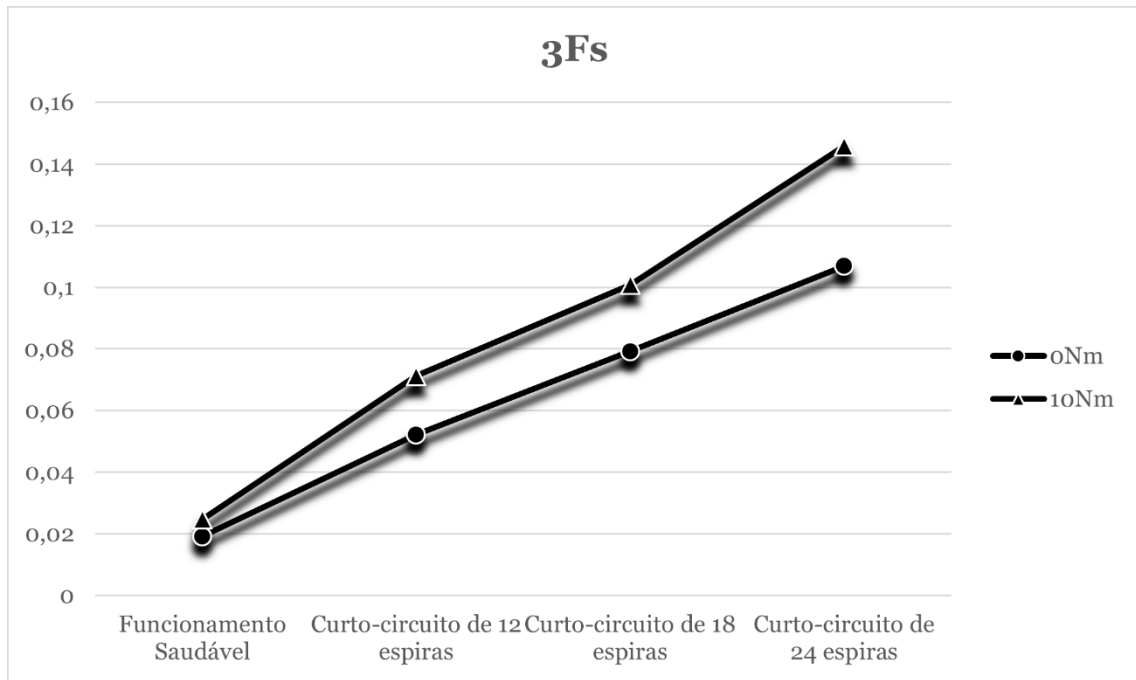
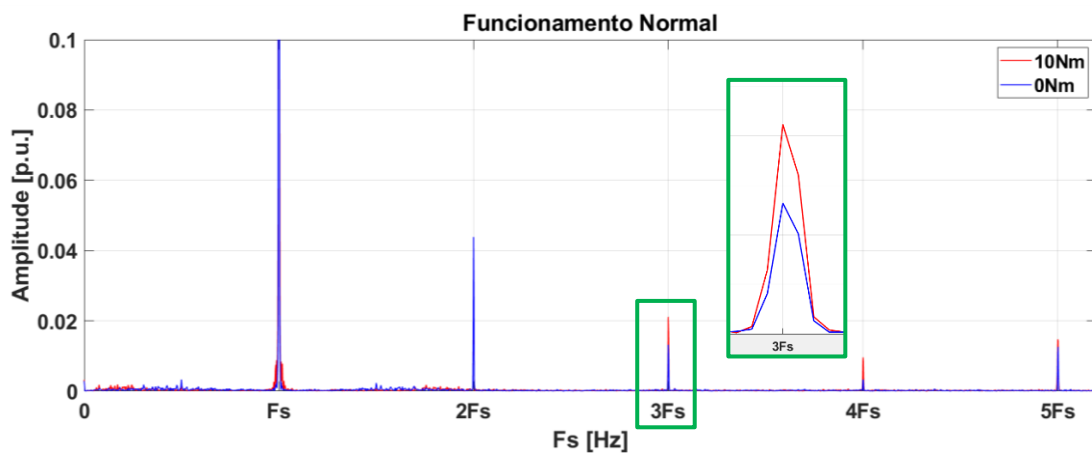


Figura 3.9: Gráfico da evolução da avaria no Terceiro Harmônico.

Posto isto, segundo a análise dos gráficos das Figuras 3.8 e 3.9, é possível verificar que existe um aumento mais acentuado para as avarias no terceiro harmônico.

3.4 FFT da Sequência Homopolar da Corrente

Para além da técnica apresentada anteriormente, é ainda possível obter alguns resultados de deteção de avarias a partir da sequência homopolar da corrente. Esta consiste na mesma técnica, onde é extraída a tensão e corrente do motor, e posteriormente, com a transformada de *Fortescue* é calculada a sequência homopolar da corrente. Após o cálculo desta, é então aplicada a *Fast Fourier Transform*, para que se possa extrair os espetros de funcionamento normal e com avaria, para diferentes cargas, que estão presentes nas Figuras 3.10 e 3.11.



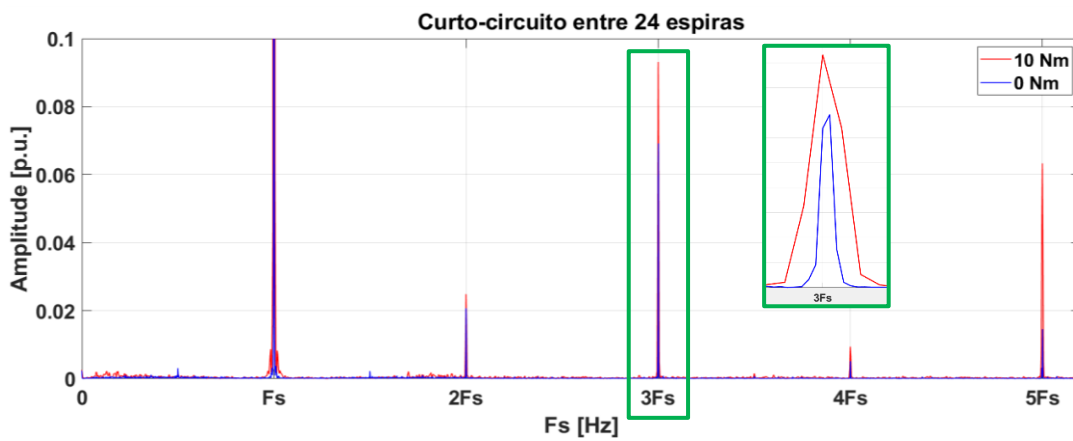
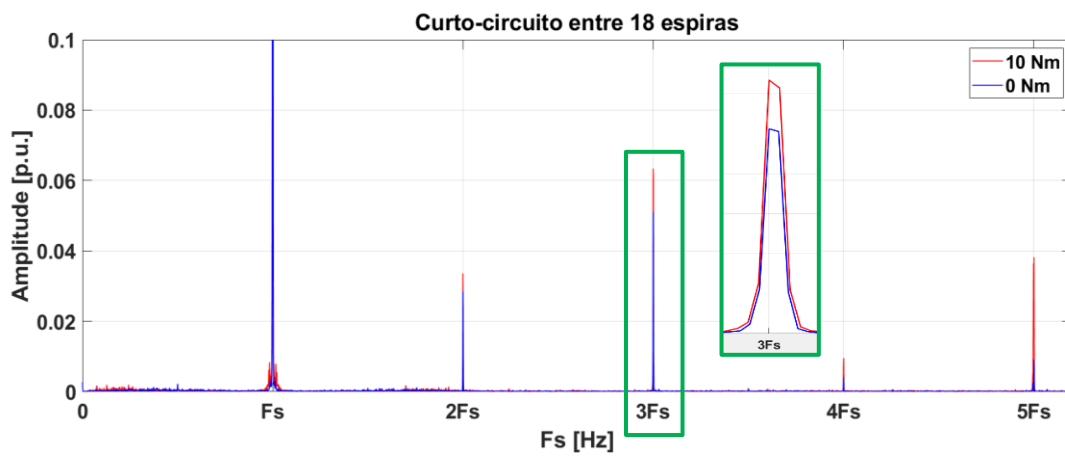
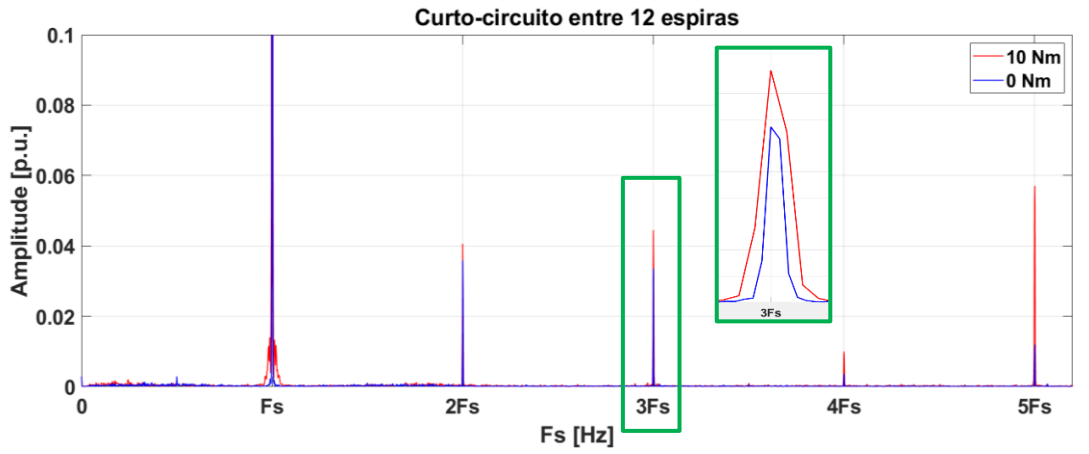


Figura 3.10: Espectro da sequência homopolar da corrente para diferentes níveis de severidade do curto-circuito e diferentes cargas.

Tabela 3.3: Valores obtidos nos gráficos do FFT.

	Carga	Funcionamento Saudável	Curto-circuito de 12 espiras	Curto-circuito de 18 espiras	Curto-circuito de 24 espiras	Taxa de Variação de Saudável para Avaria (%)		
						12	18	24
						Espiras	Espiras	Espiras
F_s	0 Nm	1,659	1,674	1,709	1,748	1%	3%	5%
	10 Nm	4,188	4,31	4,357	4,49	3%	4%	7%
3F_s	0 Nm	0,01321	0,03363	0,0512	0,06376	155%	288%	383%
	10 Nm	0,02113	0,04449	0,06338	0,09313	111%	200%	341%

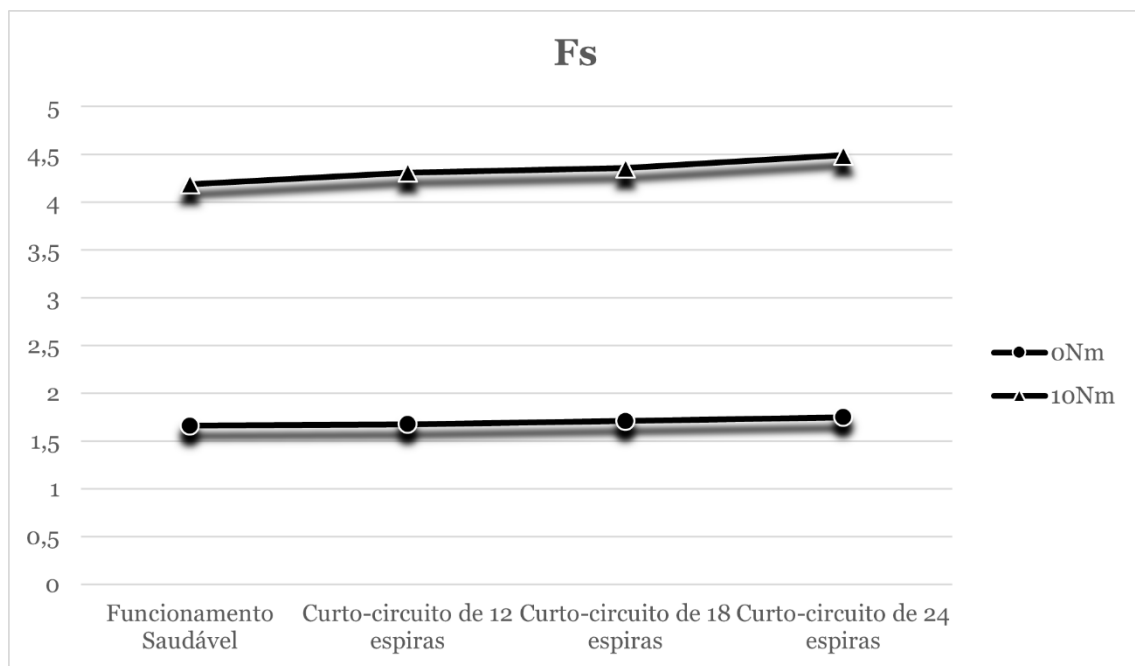


Figura 3.11: Gráfico da evolução da avaria no Harmônico Fundamental.

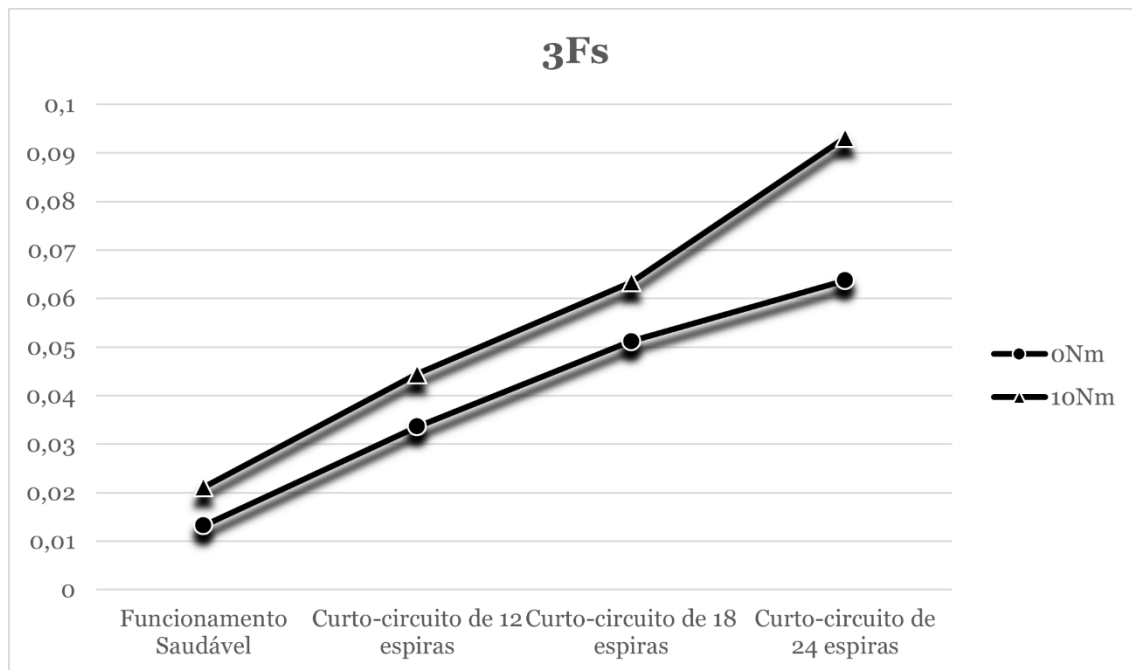


Figura 3.12: Gráfico da evolução da avaria no Terceiro Harmônico.

Posto isto, é possível verificar, na Figura 3.12, que com o espectro da componente homopolar da corrente, existe uma evolução linear entre o número de espiras e a amplitude da frequência no terceiro harmônico.

3.5 Limitações dos indicadores anteriores

O indicador de condição é uma característica dos dados de um sistema, cujo comportamento muda de forma previsível à medida que o sistema se degrada. Um indicador de condição pode ser qualquer característica útil para distinguir o funcionamento normal do funcionamento defeituoso. Este inclui a análise de espectros de componentes mais simples ou mais complexas. Assim, para uma implementação dos indicadores dos subcapítulos 3.3 e 3.4, é necessário primeiramente definir as suas limitações, que podem ser fatores importantes na deteção da avaria. Desta forma as limitações são:

- Robustez para variações de carga;
- Determinação do espectro apenas de forma estacionária;
- Técnicas *offline*.

3.5.1 Robustez para variações de carga

Num ambiente prático, a carga motora pode mudar gradualmente ou de forma brusca em qualquer altura. Assim pode ter um impacto direto sobre os parâmetros do motor tais como tensão e corrente e, por consequência, ter um impacto sobre o indicador da avaria. Tendo em conta que um indicador de avaria fiável deve provar a sua insensibilidade às variações da carga, as Figuras 3.7, 3.8 e 3.9, juntamente com a Tabela 3.2, apresentam as variações do espectro da corrente “Ia” para a alteração da carga no motor. Desta forma, esta técnica não representa a insensibilidade às variações de carga como referido anteriormente.

Na técnica do espectro da sequência homopolar da corrente o mesmo acontece. Uma vez que quando a carga é alterada, a amplitude do espectro varia, como é possível verificar na Tabela 3.3, e posteriormente nos gráficos das Figuras 3.9 e 3.10, do mesmo modo que sucedeu na técnica anterior, este indicador não é insensível a variações de carga.

3.5.2 Determinação do espectro apenas de forma estacionária

O espectro é outra limitação destas técnicas porque não é possível obter espectros fiáveis em regimes transitórios. Ou seja, se durante a aplicação desta técnica de forma *online*, for realizada alguma variação de carga ou avaria, o espectro apresentado não será fiável. Desta forma, para que estes o sejam, é realizada a aquisição de dados e depois de forma *offline*, são analisados para obter os espectros desejados.

3.5.3 Técnicas *offline*

Esta é possivelmente a maior limitação destas técnicas uma vez que são apenas implementadas de forma *offline*. Neste modo, os dados não são analisados aquando do processo de aquisição, são depois analisados em outro ambiente. Assim a deteção da avaria não é instantânea. O facto de ser *offline* também surge devido ao espectro que não proporciona resultados fiáveis perante regime transitórios, isto é, alterações de carga ou severidades de avaria.

3.6 Componentes Simétricos baseados na Transformada de Fortescue

Os componentes simétricos são considerados como indicadores para detecção de desequilíbrios na tensão de uma máquina elétrica. Assim, o Fator de Tensão Negativo ou *Negative Voltage Factor* (NVF) é definido como a relação entre os componentes simétricos, negativos e positivos das tensões como acontece na seguinte equação [105], [106]:

$$NVF = \left| \frac{V_-}{V_+} \right| \quad (3.1)$$

Os componentes simétricos de tensão são calculados utilizando a Transformada de Fortescue (FT). Esta técnica consiste em transformar um sistema desequilibrado de vetores polifásico em vários sistemas equilibrados. Assim, para um sistema trifásico, um conjunto desequilibrado de tensões ou correntes pode ser transformado em dois sistemas simétricos de três fases com sequência de fase oposta (sequência de fases negativas e positivas). Para além destes dois, há ainda um terceiro conjunto de vetores iguais com deslocamento de fase zero, ou seja, sequência de fase zero. Dito isto, o método dos componentes simétricos pode ser aplicado a qualquer sistema com n-fases. Assim, a aplicação desta transformada em tensões trifásicas (V_a, V_b, V_c) de um motor síncrono de relutância, resulta em três componentes simétricos: Positivo (V_+), Inverso (V_-) e Zero ou Homopolar (V_0). Estas componentes podem ser obtidas com a seguinte expressão [106]:

$$\begin{bmatrix} V_+ \\ V_- \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Sendo $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$.

Se o sistema estiver equilibrado, apenas é obtida a sequência positiva, sendo as sequências negativa e zero nulas. No caso de o sistema ser desequilibrado, acontecem variações nas sequências positiva, negativa e zero. As Figuras 3.13 e 3.14 fazem uma representação esquemática das componentes para casos de equilíbrio e desequilíbrio, respetivamente.

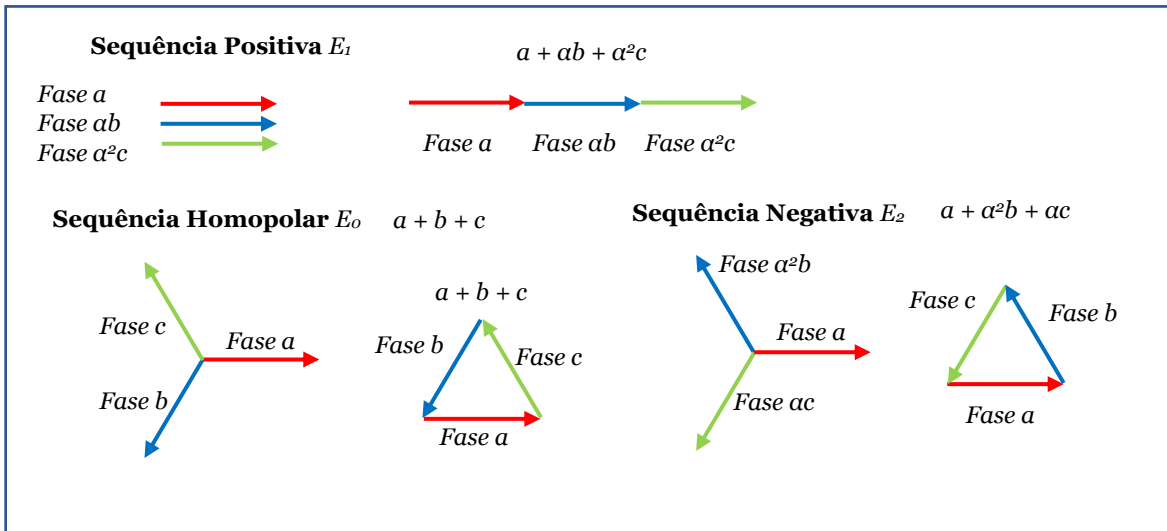


Figura 3.13: Componentes simétricos em condições trifásicas equilibradas [107].

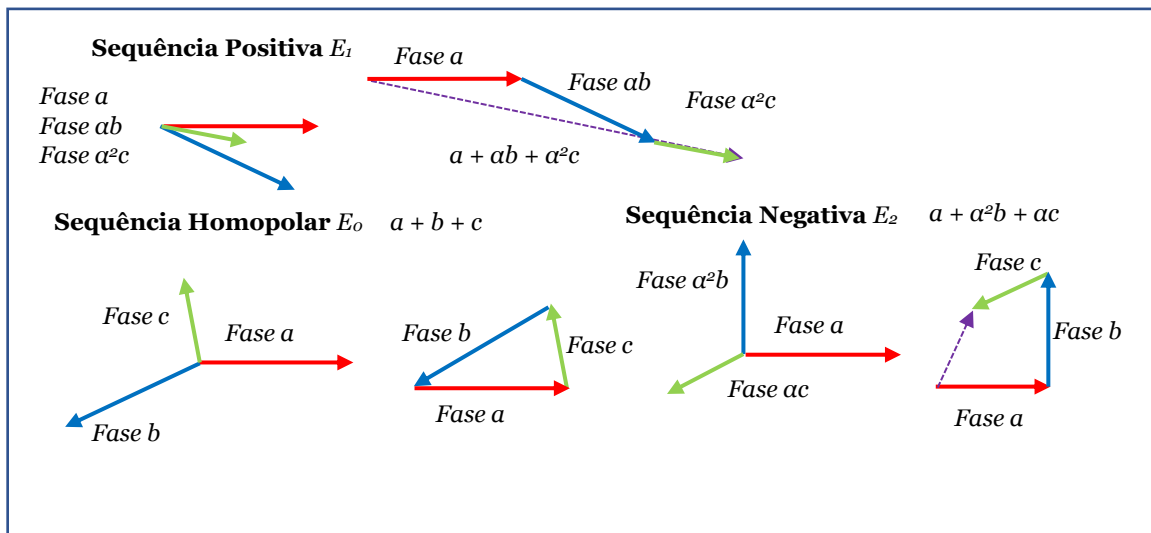


Figura 3.14: Componentes simétricos em condições trifásicas desequilibradas [107].

Na ocorrência de desequilíbrios, para além de acontecer na tensão, também acontecem na corrente e na impedância dos enrolamentos do estator. Deste modo, para obter o Fator de Corrente Negativo ou *Negative Current Factor* (NCF) e o Fator de Impedância Negativo ou *Negative Impedance Factor* (NIF), temos:

$$NCF = \left| \frac{I_-}{I_+} \right| \quad (3.3)$$

$$NIF = \left| \frac{Z_-}{Z_+} \right| \quad (3.4)$$

Desta forma, o objetivo proposto é estimar e seguir apenas os harmônicos fundamentais das tensões e correntes, para calcular os componentes simétricos necessários, que serão posteriormente utilizados para calcular os diferentes fatores. Assim sendo, o processo para o método proposto está organizado da seguinte maneira (Figura 3.15) [106].

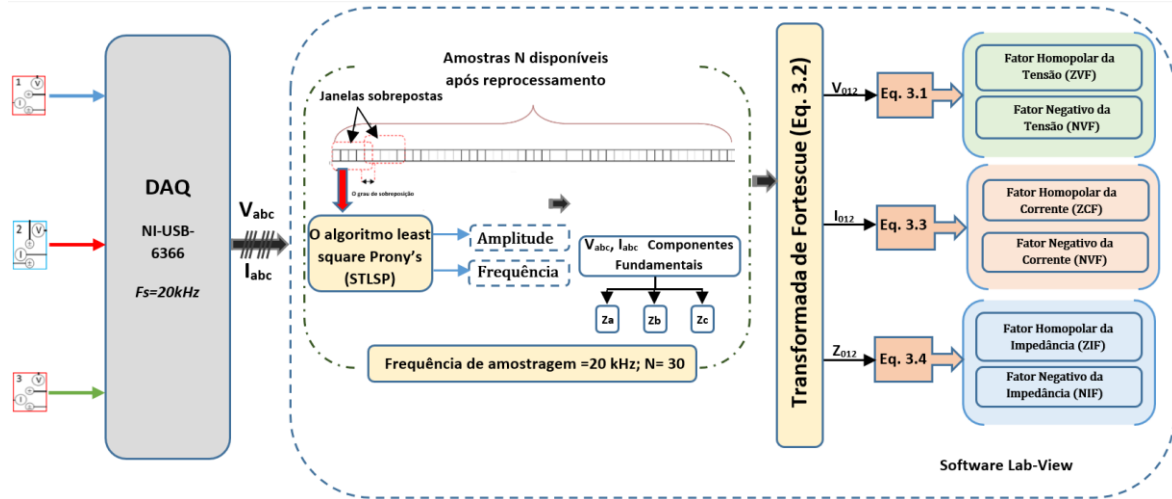


Figura 3.15: Esquema da implementação *online* da técnica proposta.

Para uma melhor compreensão, seguem os passos para a implementação da técnica [106]:

1º passo: Aquisição das três correntes e das três tensões ($V_a, V_b, V_c, I_a, I_b, I_c$).

2º passo: Extração dos harmônicos fundamentais (magnitude e ângulo de fase) em relação às tensões e correntes trifásicas ($V_{a,1fs}, V_{b,1fs}, V_{c,1fs}, I_{a,1fs}, I_{b,1fs}, I_{c,1fs}$), isto é, realizado através do método de *Prony*, que já foi abordado no Capítulo 2.

3º passo: Cálculo dos componentes simétricos relacionados com a tensão de alimentação e com as correntes do estator ($V_{1fs}^+, V_{1fs}^-, V_{1fs}^0, I_{1fs}^+, I_{1fs}^-, I_{1fs}^0$).

4º passo: Cálculo dos componentes simétricos da impedância dos enrolamentos do estator ($Z_{1fs}^+, Z_{1fs}^-, Z_{1fs}^0$).

$$\left\{ Z_{1fs}^+ = \frac{V_{1fs}^+}{I_{1fs}^+}, Z_{1fs}^- = \frac{V_{1fs}^-}{I_{1fs}^-}, Z_{1fs}^0 = \frac{V_{1fs}^0}{I_{1fs}^0} \right\}$$

5º passo: Cálculo dos fatores de desequilíbrio NVF, ZVF, NCF, ZCF, NIF, ZIF através das equações 3.1, 3.3, 3.4, respetivamente.

Deste modo, como resultado da transformação de *Fortescue* e do cálculo das impedâncias dos enrolamentos do estator são obtidas as seguintes figuras:

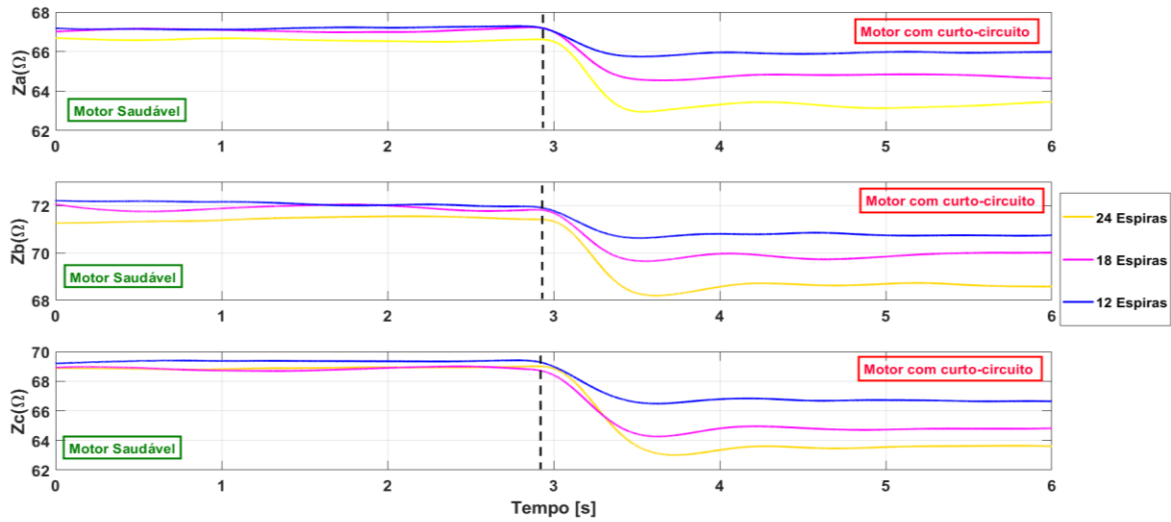


Figura 3.16: Impedância dos enrolamentos do estator com diferentes severidades de avaria.

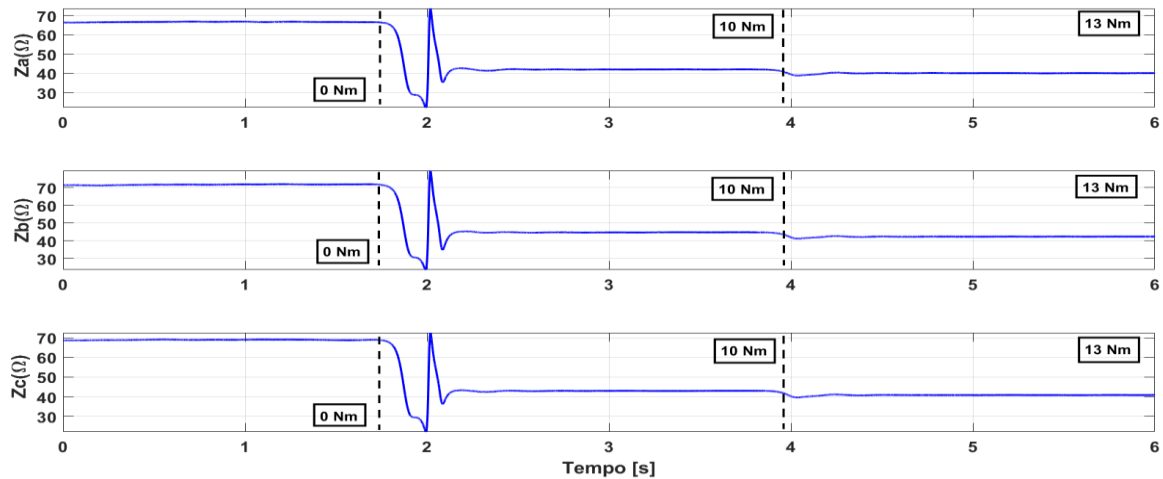


Figura 3.17: Impedância dos enrolamentos do estator com o motor em funcionamento normal com diferentes cargas.

Devido à aplicação desta técnica, é possível notar nas Figuras 3.16 e 3.17 que as impedâncias calculadas a partir das componentes da tensão e correntes são afetadas quando existe a ocorrência de avaria de curto-circuito. Quanto mais acentuada é, maior é a severidade, como se pode verificar na Figura 3.16. No entanto, quando é feita a aplicação de diferentes cargas na máquina, esta apresenta pequenas variações (Figura 3.17). Seguindo os passos anteriormente referidos, são obtidos os fatores da tensão e da impedância:

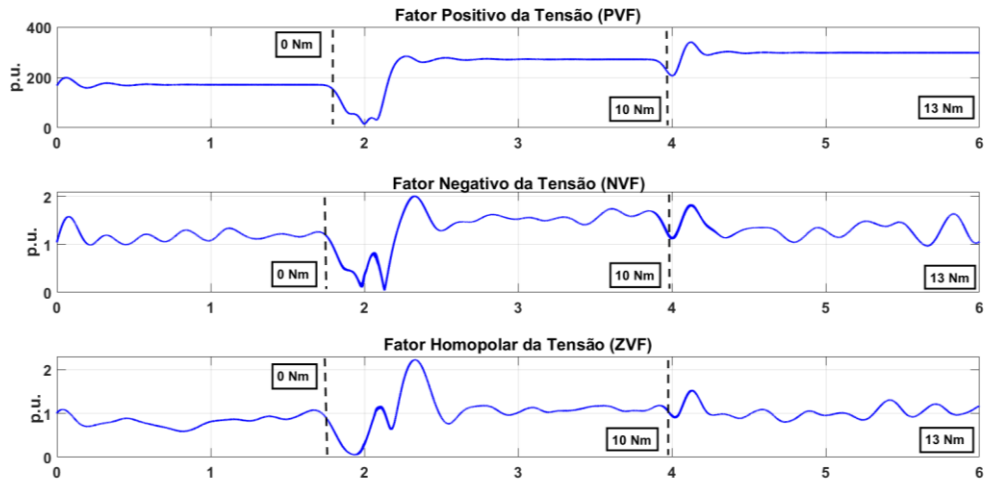


Figura 3.18: Fatores da tensão do motor para diferentes cargas.

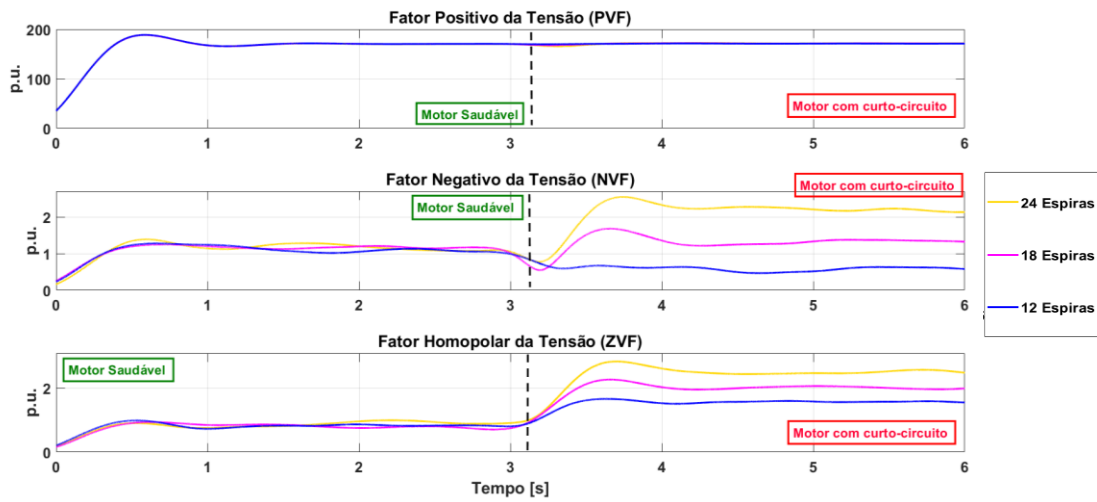


Figura 3.19: Fatores da tensão do motor para diferentes severidades de avaria.

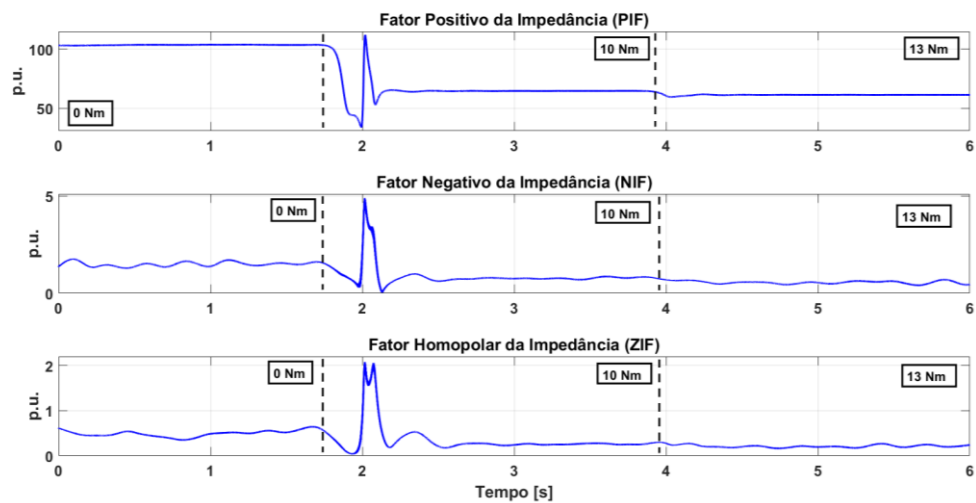


Figura 3.20: Fatores da impedância do motor para diferentes cargas.

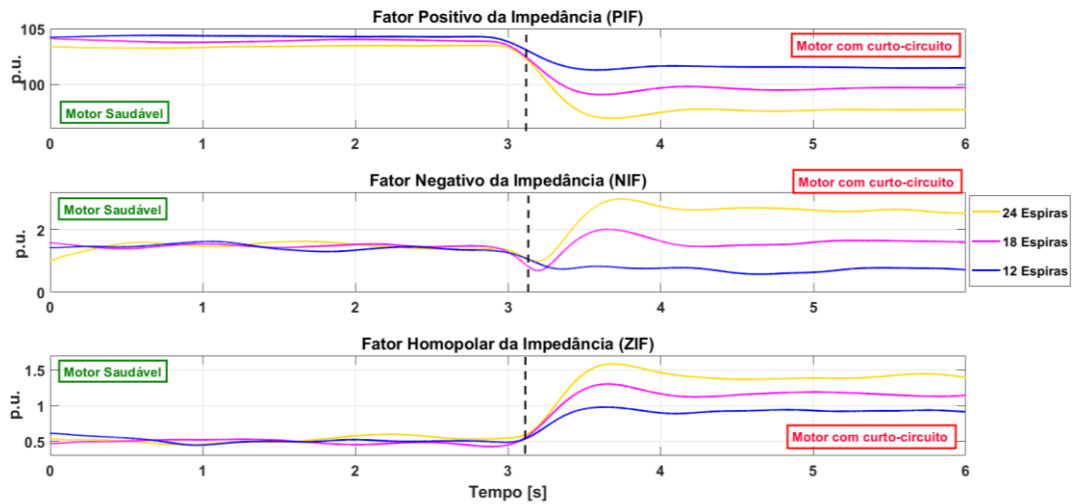


Figura 3.21: Fatores da impedância do motor para diferentes severidades.

Pela análise dos gráficos é de atentar que, para que a técnica seja robusta, é necessário que:

- os parâmetros não tenham variações ou que esta seja pouco significativa para diferentes cargas (Figuras 3.18 e 3.20);
- os parâmetros tenham variações significativas para quando é aplicada a avaria (Figuras 3.19 e 3.21).

Nas Tabelas 3.4 e 3.5, é apresentada a taxa de variação para o funcionamento com diferentes cargas e para a avaria de curto-circuito, respetivamente. Desta forma, após a análise, estes resultados quantitativos e qualitativos apresentam, por um lado, o sucesso da implementação do algoritmo, e por outro lado mostram a superioridade dos indicadores ZVF, e ZIF, em comparação com os restantes indicadores, em termos de sensibilidade para a ocorrência de curto-circuito entre espiras.

Tabela 3.4: Efeito da variação das cargas nos fatores de desequilíbrio.

	0 Nm	10 Nm	13 Nm	Taxa de Variação (%)	
				0Nm -> 10Nm	10Nm -> 13Nm
PVF	170,7	272,3	298	60%	9%
NVF	1,199	1,545	1,271	29%	-18%
ZVF	0,8485	1,031	0,9584	22%	-7%
PIF	103,7	64,68	61,41	-38%	-5%
NIF	1,462	0,7675	0,5476	-48%	-29%
ZIF	0,378	0,2432	0,2365	-36%	-3%

Tabela 3.5: Efeito da avaria nos fatores de desequilíbrio.

Funcionamento Saudável	Curto-circuito de 12 espiras	Curto-circuito de 18 espiras	Curto-circuito de 24 espiras	Taxa de Variação de Saudável para Avaria (%)			
				12	18	24	
				Espiras	Espiras	Espiras	
PVF	171,3	171,2	171,5	171,7	-0,06%	0,12%	0,23%
NVF	1,156	0,5083	1,24	2,27	-56%	7,3%	96%
ZVF	0,8216	1,575	2,002	2,445	92%	144%	198%
PIF	104	101,6	99,65	97,72	-2%	-4,2%	-6%
NIF	1,518	0,6222	1,492	2,69	-59%	-1,7%	77%
ZIF	0,4929	0,9282	1,157	1,37	88%	135%	178%

Nas Figuras 3.22 e 3.23, são apresentados novos dados, no entanto apenas para os dois indicadores escolhidos, para diferentes cargas e diferentes severidades. Nas Tabelas 3.6 e 3.7 é apresentado o efeito da variação da carga e da avaria nos indicadores.

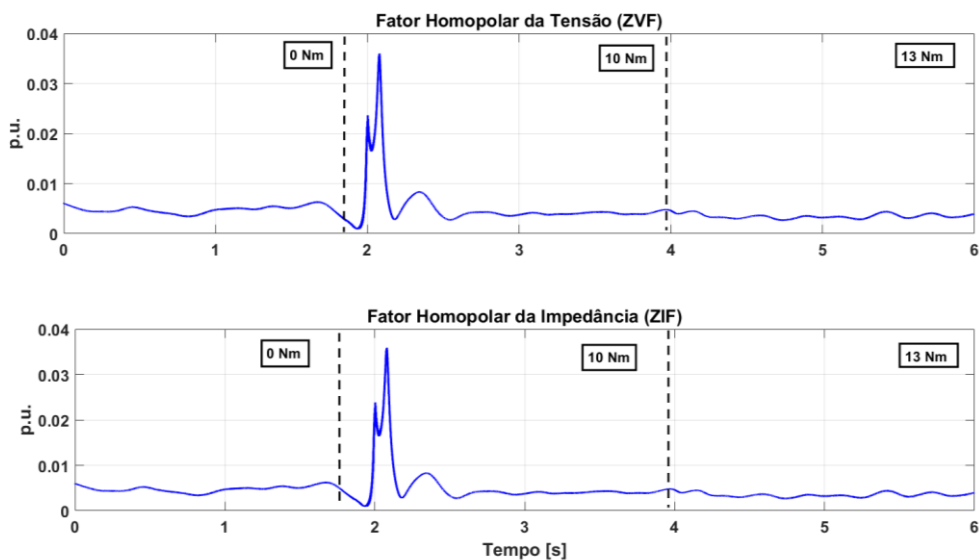


Figura 3.22: Indicadores para o diagnóstico de avarias para diferentes cargas.

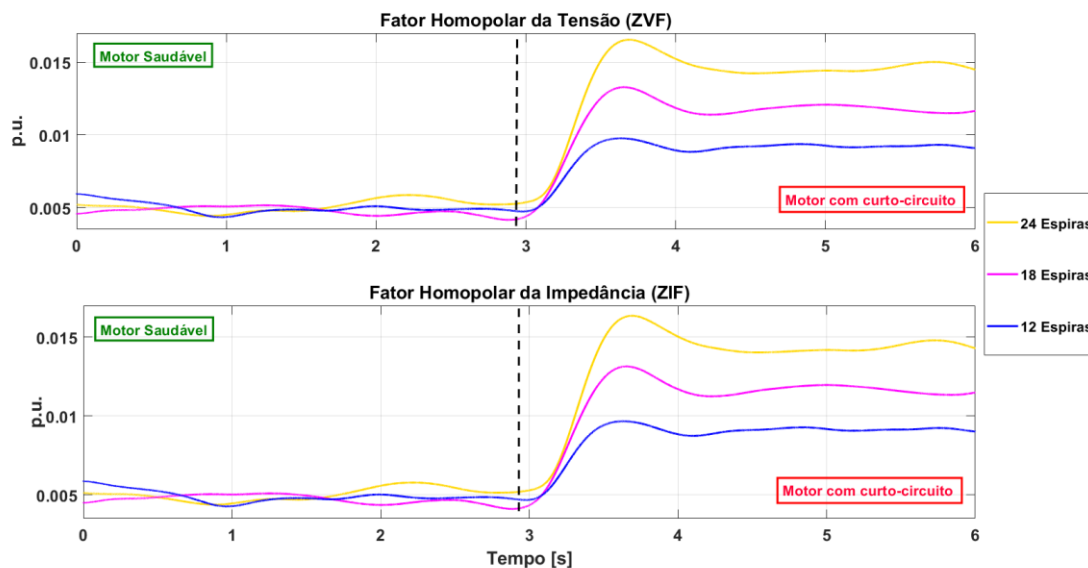


Figura 3.23: Indicadores para o diagnóstico de avarias para diferentes severidades de avaria.

Tabela 3.6: Efeito da variação das cargas nos fatores de desequilíbrio definidos (ZVF e ZIF).

	0 Nm	10 Nm	13 Nm	Taxa de Variação (%)	
				0Nm -> 10Nm	10Nm -> 13Nm
ZVF	0,004844	0,003934	0,003348	-19%	-15%
ZIF	0,004428	0,003842	0,003389	-13%	-12%

Tabela 3.7: Efeito da avaria nos fatores de desequilíbrio definidos (ZVF e ZIF).

Funcionamento Saudável	Curto-circuito de 12 espiras	Curto-circuito de 18 espiras	Curto-circuito de 24 espiras	Taxa de Variação de Saudável para Avaria (%)		
				12 Espiras	18 Espiras	24 Espiras
ZVF	0,004805	0,009367	0,01201	95%	150%	198%
ZIF	0,004725	0,009268	0,01193	96%	152%	200%

Como se pode verificar, nestes indicadores estão reunidas as condições necessárias para que a técnica seja robusta, não existindo variações significativas para as diferentes cargas, existindo sim, no entanto, variações para quando acontece uma avaria.

3.7 Resultados obtidos através da utilização do Método de Prony

Com a implementação do método de *Prony*, é possível suprimir as limitações acima mencionadas, uma vez que este método pode ser implementado *online*, permitindo que seja feita a análise em regimes transitórios. Isto acontece devido ao facto de esta adquirir sinais sinusoidais e exponenciais, pela resolução de equações lineares. Por outras palavras, extrai sinais como corrente e tensão, e divide-os em pequenas “janelas” temporais, e a partir dessas são obtidas a frequência e a amplitude. Assim, a estratégia proposta é particularmente fiável em termos de robustez contra variações de carga e sensibilidade na deteção de avarias.

No caso de variação de cargas, os fatores ZVF e ZIF, têm taxas de variação bastante baixas, como quando a carga aumenta de 0Nm para 10Nm existe apenas uma taxa 19% para ZVF e de 13% para ZIF. Para além disso, quando acontece uma variação de 10Nm para 13Nm, a taxa de variação é de 15% para ZVF e 12 % para ZIF (Tabela 3.6).

Por outro lado, para diferentes severidades de curto-circuito, os valores são bastante distintos, como quando o motor está em estado de funcionamento normal e passa para um estado de curto-circuito entre 12 espiras. Nesse caso, a taxa de variação é de 95% para ZVF e 96% para ZIF. No entanto, quando acontece um aumento de severidade passando de estado de funcionamento normal para o de avaria de 24 espiras, a taxa de variações aumenta significativamente, de 198% para ZVF e de 200% para ZIF (Tabela 3.7).

Assim sendo, a técnica proposta mostra-se de grande fiabilidade em termos de sensibilidade para deteção de avarias e robustez, perante variações de carga. Para além disso, a técnica proposta é caracterizada pela sua simplicidade, uma vez que requer apenas a aquisição das tensões trifásicas que estão sempre disponíveis. Na Figura 3.22 juntamente com as Tabelas 3.6 e 3.7, é possível verificar essas variações de forma clara. Deste modo, conclui-se que esta técnica é fiável para aplicações de forma *online*.

3.8 Conclusão

As técnicas aplicadas nos testes experimentais apresentam resultados sólidos como formas de deteção de curto-circuito entre espiras. No entanto, para o caso de análise de espectros subsistem algumas adversidades, como o facto de ambas as técnicas serem afetadas pela variação de cargas e a sua aplicação dever ser feita de forma *offline* e, por isso, não podem ser consideradas fiáveis para a deteção de avarias.

Por outro lado, a técnica proposta da detecção de avarias através da Transformada de *Fortescue* e do método de *Prony* mostra-se capaz de realizar as operações de forma simples, fiável e *online*. Como se pôde claramente verificar, ZVF e ZIF, permanecem quase constantes nas variações de carga, e depois aumentam significativamente logo após a ocorrência de curto-circuito. Isto confirma que estes fatores são os melhores indicadores para detecção de curto-circuito em termos de fiabilidade e sensibilidade, bem como a sua simplicidade de cálculo, uma vez que apenas requer a aquisição de tensões trifásicas. Como resultado, os sistemas de monitorização de condições baseados nos fatores ZVF e ZIF são fáceis de implementar experimentalmente.

É importante notar que os testes experimentais realizados foram efetuados com um controlo de *open-loop*, que é um tipo de sistema em que os sinais de saída dependem do sinal de entrada, apesar de o sinal de entrada ou de controlo ser independente do sinal de saída do sistema. Estes sistemas não contêm qualquer *feedback loop* e, por isso, são também conhecidos como *non-feedback systems*.

Capítulo 4

Diagnóstico online de avarias em curto-circuito entre espiras no SynRM com controlo de malha fechada

Neste capítulo, é realizada a validação experimental dos modelos matemáticos do SynRM. Tal validação baseia-se na comparação de resultados de simulação, obtidos em ambiente *Matlab Simulink*, com resultados obtido através de ensaios experimentais.

4.1 Controlo de malha fechada

Na literatura, muitos dos trabalhos efetuados para a deteção de curto-circuitos entre espiras concentram-se em métodos realizados com controlos de malha aberta ou *open-loop*. Como tal, as técnicas de deteção de avarias utilizadas em malha aberta não podem ser aplicadas para controlo de malha fechada. Isto acontece porque o sinal da avaria é disfarçado pelos sinais de controlo externos que são assumidos como ruído, particularmente quando são de pequena magnitude. Como resultado, a avaria torna-se mais grave e o mecanismo de deteção é incapaz de distinguir o ruído normal e a ocorrência da avaria [108]. Assim sendo, neste capítulo é apresentada uma técnica *online* para deteção de avarias de curto-circuito para um controlo de malha fechada [6].

4.2 Descrição do modelo da simulação

O modelo desenvolvido em ambiente *Matlab Simulink* para a aquisição de dados encontra-se representado na Figura 4.1. O modelo é formado por um conjunto de diversos blocos, com diferentes funcionalidades interligados. Os elementos principais deste modelo são a fonte de alimentação, o retificador, o filtro, o inversor, o sistema de controlo e o motor síncrono de relutância. Na figura o bloco “SynRM” é uma representação computacional do motor, o bloco de controlo está representado como “RFOC” e os restantes blocos são de medida ou são osciloscópios.

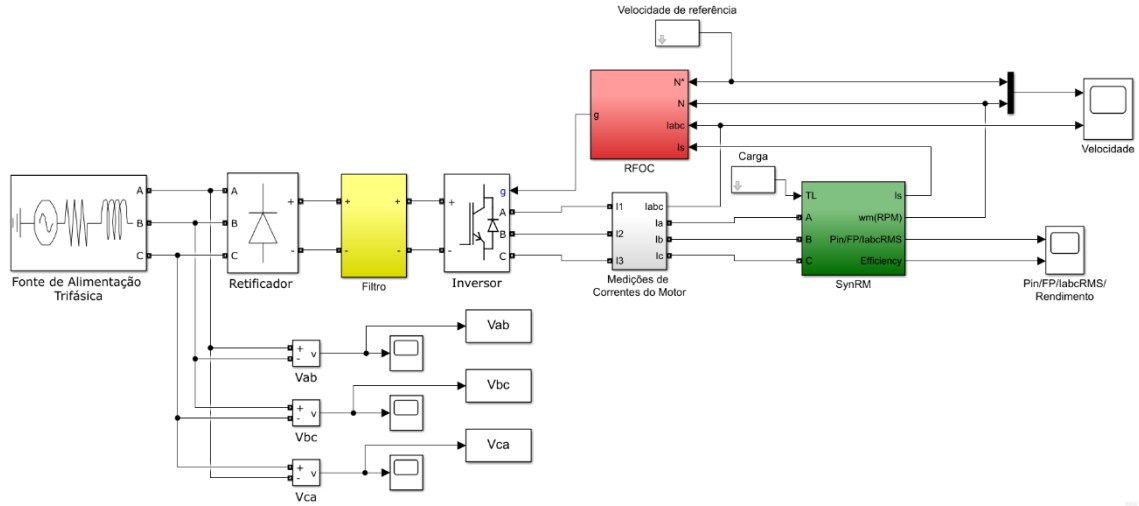


Figura 4.1: Modelo computacional utilizado na simulação em *Matlab* do SynRM.

4.2.1 Modelo saudável do SynRM nos eixos *abc*

As tensões das três fases do SynRM podem ser apresentadas da seguinte forma [6]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Em (4.1), v_a, v_b, v_c são a tensão das fases, R_s é a resistência dos enrolamentos do estator, i_a, i_b, i_c são as correntes do estator, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} são as indutâncias de cada fase e $L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}, L_{cb}$ são as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator. Assumindo que os enrolamentos são sinusoidalmente distribuídos, as indutâncias e as indutâncias mútuas do motor podem ser expressas como [6]:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{1s} + L_A + L_B \cos(2\theta_e) \\ L_{bb} &= L_{1s} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_{cc} &= L_{1s} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_{ab} &= L_{ba} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_{bc} &= L_{cb} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos(2\theta_e) \\ L_{ac} &= L_{ca} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (4.2)$$

O binário eletromagnético do motor, é apresentado como:

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (4.3)$$

L_d , L_q são as indutâncias dos eixos direto e de quadratura, respetivamente e i_d e i_q são as correntes dos eixos direto e de quadratura, respetivamente. De maneira a melhorar o algoritmo do controlo, i_d é considerada uma corrente constante e, desta forma, o binário elétrico é reduzido para [6]:

$$T_e = K i_d i_d \quad (4.4)$$

Assim, a equação dinâmica do motor é expressa como:

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + T_L + T_k \quad (4.5)$$

Sendo T_L o binário de carga, J o momento de inércia, ω_m a velocidade angular mecânica no rotor, B_m o coeficiente de atrito viscoso e T_k a carga de atrito constante.

A velocidade e a posição elétricas do rotor são:

$$\begin{aligned} \omega_e &= \frac{P}{2} \omega_m \\ \theta_e &= \frac{P}{2} \theta_m \end{aligned} \quad (4.6)$$

A fim de simplificar a equação, o ângulo elétrico pode ser descartado em todas as indutâncias anteriores em (4.2), obtendo:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{1s} + L_A + L_B \cos(2\theta_e) \\ L &= L_{1s} + L_A + L_B \\ L_{aa} &= L_{bb} = L_{cc} = L \end{aligned} \quad (4.7)$$

Desta forma, é possível determinar a equação mutual [6]

$$M = -\frac{1}{2} L_A + L_B \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

4.2.2 Modelo de curto-circuito do SynRM nos eixos *abc*

As equações do estator do SynRM com curto-circuito entre espiras para os eixos *abc* são baseadas nas deduções das equações do estado de funcionamento saudável, desta forma a equação seguinte representa matematicamente o curto-circuito entre espiras no motor:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -uR_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ uR_s & 0 & 0 & -uR_s - R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M & -uL \\ M & L & M & -uM \\ M & M & L & -uM \\ -uL & uM & uM & -u^2L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

A transformação do modelo para os eixos *dqo*, através a aplicação da transformada de *Park* é a seguinte:

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q + \Delta v_{df} \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega_e L_d i_d + \Delta v_{qf} \end{aligned} \quad (4.11)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{df} &= -\frac{2}{3} u R_s i_f \cos \theta - \frac{2}{3} u L_d \cos \theta \frac{di_f}{dt} + \frac{2}{3} u \omega_e i_f (L_d - L_q) \sin \theta \\ \Delta v_{qf} &= \frac{2}{3} u R_s i_f \sin \theta + \frac{2}{3} u L_q \sin \theta \frac{di_f}{dt} + \frac{2}{3} u \omega_e i_f (L_d \sin \theta - L_q \cos \theta) \end{aligned}$$

Sendo:

$$\begin{aligned} L_d &= L_{1s} + \frac{3}{2} (L_A + L_B) \\ L_q &= L_{1s} + \frac{3}{2} (L_A - L_B) \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.2.3 Simulação dos comportamentos elétricos do SynRM em estados de funcionamento normal e defeituoso

À semelhança do que foi feito no Capítulo 3, neste capítulo serão apresentados os comportamentos da máquina, no entanto, contrariamente ao que está no Capítulo 3, aqui serão apresentados resultados de simulação.

Assim na Figura 4.2, é apresentado o comportamento da tensão para diferentes cargas em funcionamento normal. Desta forma, quando a carga aplicada no motor é aumentada acontece um aumento de 1,06% na tensão do estator.

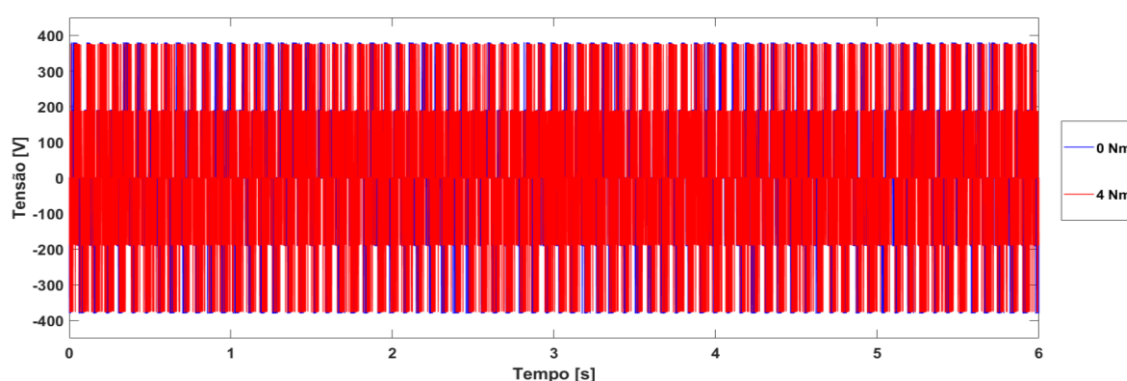


Figura 4.2: Simulação da tensão do motor para funcionamento normal com diferentes cargas.

A Figura 4.3 representa a variação da tensão do motor devido ao curto-circuito entre espiras, para diferentes níveis de severidade, sendo, neste caso, 12, 18 e 24 espiras. Nesta figura e na Figura 4.4, é possível verificar que a variação da tensão perante os diferentes modos de funcionamento é praticamente nula, existindo apenas variação entre o funcionamento normal e de avaria com cerca de 2,68%.

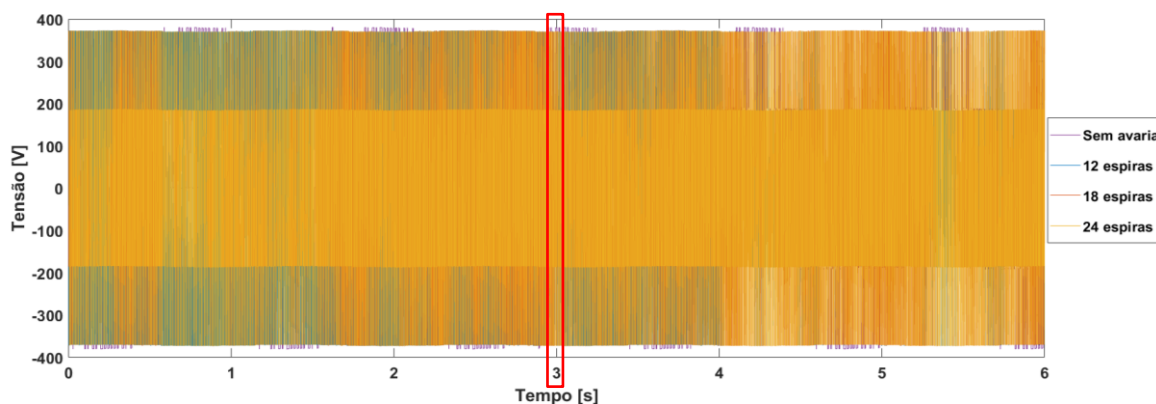


Figura 4.3: Tensão do motor para funcionamento sem avaria e com avaria de curto-circuito entre espiras e com diferentes severidades, carga 0Nm.

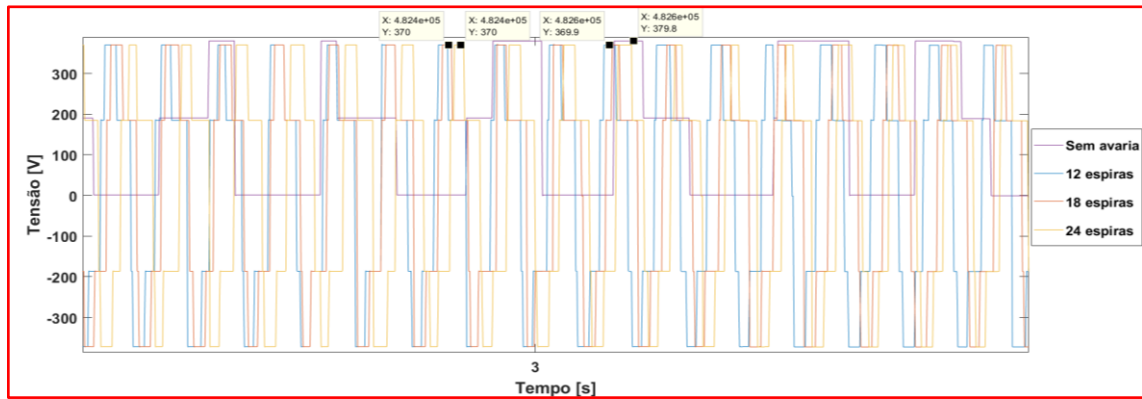


Figura 4.4: Secção vermelha da tensão no motor

4.2.4 Resultados obtidos com o método de *Prony*

Como apresentado no Capítulo 3, o processo para a aquisição dos dados pelo método de *Prony*, passa pela aquisição das correntes e das tensões do motor. Posteriormente, é aplicada a transformada de *Fortescue*, com o objetivo de obter os componentes simétricos da corrente, tensão e impedância. Por fim, com as equações 3.1, 3.3 e 3.4 é possível obter os fatores desejados para a deteção da avaria.

De modo a se que possa validar o método proposto, é necessário que este seja aplicado para os dados de simulação. Desta forma, são aplicados os mesmos fatores usados anteriormente, para a deteção da avaria. A Figura 4.5 apresenta a comparação entre a variação das cargas aplicadas ao motor, com o motor em funcionamento saudável. Assim, é possível verificar que para ambos os fatores (VIF e NIF), não existe uma variação significativa. Desta forma, como foi explicado anteriormente, para que a técnica seja robusta, os fatores não podem ser influenciados pela carga aplicada no motor.

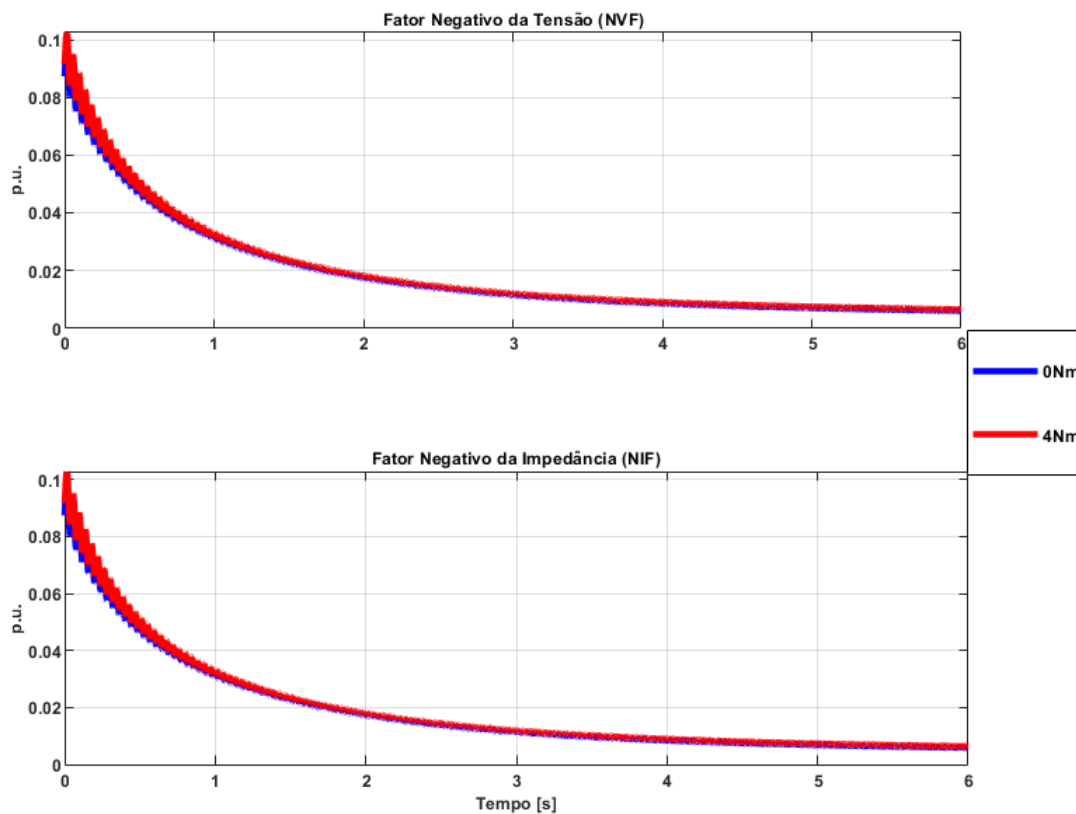


Figura 4.5: Indicadores para o diagnóstico para diferentes cargas.

Na Figura 4.6 são utilizados os mesmos indicadores para a detecção da avaria, mas com a representação de curto-circuitos com diferentes severidades. Na figura é possível observar que existe uma variação óbvia, aumentando esta variação à medida que a severidade aumenta.

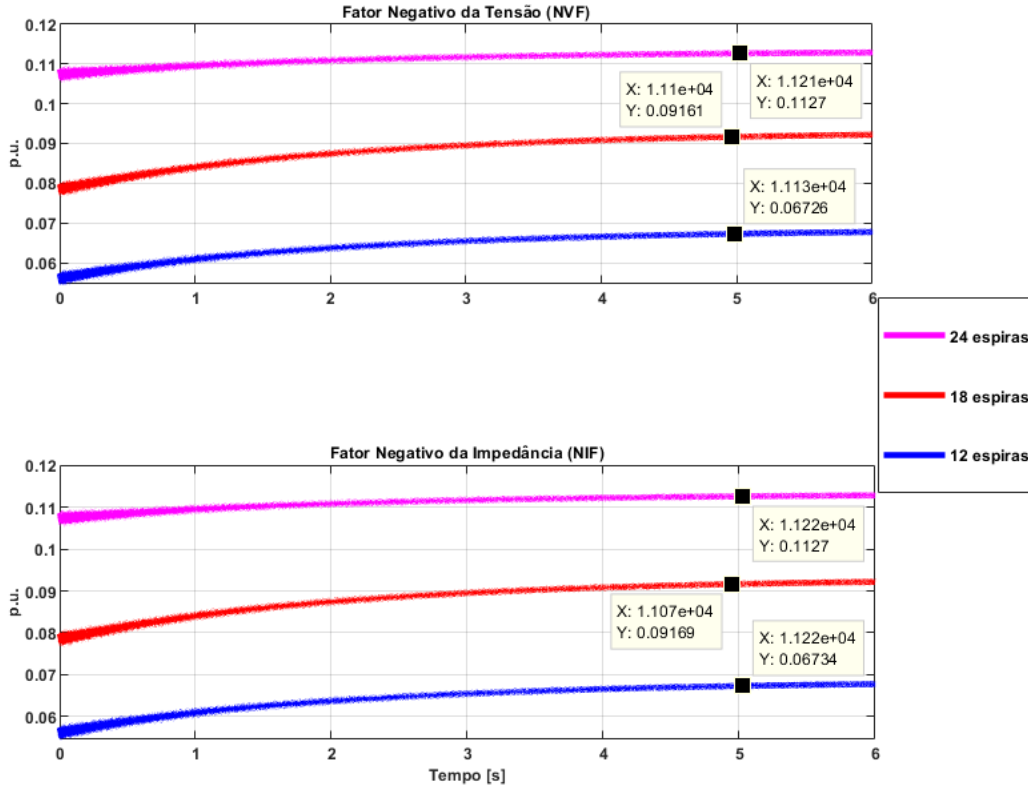


Figura 4.6: Indicadores para o diagnóstico para diferentes severidades de curto-circuito, com carga de 4Nm.

A Tabela 4.1 apresenta os valores e taxas de variação dos gráficos para outros cenários como, por exemplo, curto-circuitos para uma carga de 0Nm.

Tabela 4.1: Efeito da avaria nos fatores de desequilíbrio definidos (NVF e NIF).

		NVF	NIF	
0 Nm	<i>Saudável</i>	0,006532	0,007398	
	<i>12 espiras</i>	0,08078	0,08083	
	<i>18 espiras</i>	0,1059	0,1059	
	<i>24 espiras</i>	0,1164	0,1164	
4 Nm	<i>Saudável</i>	0,007052	0,007964	
	<i>12 espiras</i>	0,06726	0,06734	
	<i>18 espiras</i>	0,09161	0,09169	
	<i>24 espiras</i>	0,1127	0,1127	
Taxa de variação de saudável para avaria (%)	0 Nm	<i>12 espiras</i>	1137%	993%
		<i>18 espiras</i>	1521%	1331%
		<i>24 espiras</i>	1682%	1473%
	4 Nm	<i>12 espiras</i>	854%	746%
		<i>18 espiras</i>	1199%	1051%
		<i>24 espiras</i>	1498%	1315%

4.3 Descrição da configuração experimental

A configuração experimental utilizada encontra-se na Figura 4.7 e é composta pelo SynRM, da marca *KSB*, com uma caixa de terminais, acoplado a um motor síncrono de ímanes permanentes, de marca *YASKAWA*, de 2,2 kW de potência. A alimentação é constituída por um autotransformador, um retificador e um inversor. Este inversor funciona em controlo de malha fechada (*close-loop*). Neste tipo de controlo, os dados de saída dependem dos dados de entrada. Este tipo de controlo tem um ou mais *loops* de *feedback* entre a entrada e a saída, fornecendo assim a saída necessária para a entrada. Para criar os curtos-circuitos é utilizada a resistência variável, juntamente com o interruptor para ligar ou desligar o curto-circuito. Por fim, de maneira a adquirir os dados, é utilizada a DAQ, que está ligada ao computador com algoritmo para a deteção de avaria. O *desktop* serve para a estratégia de controlo do motor.

Por forma a fazer uma implementação *online* do método proposto, o algoritmo que gera NVF e NIF foi desenvolvido graças ao método *STLSP*, utilizando código em *Matlab*. Em seguida, foi inserido no software *LabVIEW* através de um *script* em *Matlab*. As restantes etapas do método proposto, como filtragem, *downsampling* e remoção de *offset*, foram feitas diretamente com o *LabVIEW*. Os sinais de tensão e corrente trifásica do SynRM foram adquiridos e amostrados a 20 kHz, utilizando uma placa de aquisição de dados *NI 6036-E Series*. Estes processos, são realizados de uma forma contínua, o que permite um seguimento *online* eficaz da evolução do NVF e NIF, bem como, outras grandezas do motor, como: tensões, correntes, impedâncias e componentes simétricos de tensão. Este estudo experimental é realizado com base em diferentes critérios de avaliação:

- sensibilidade a avaria de curto-circuito entre espiras de forma incipiente;
- sensibilidade a diferentes severidades de avaria;
- robustez perante variações de carga.

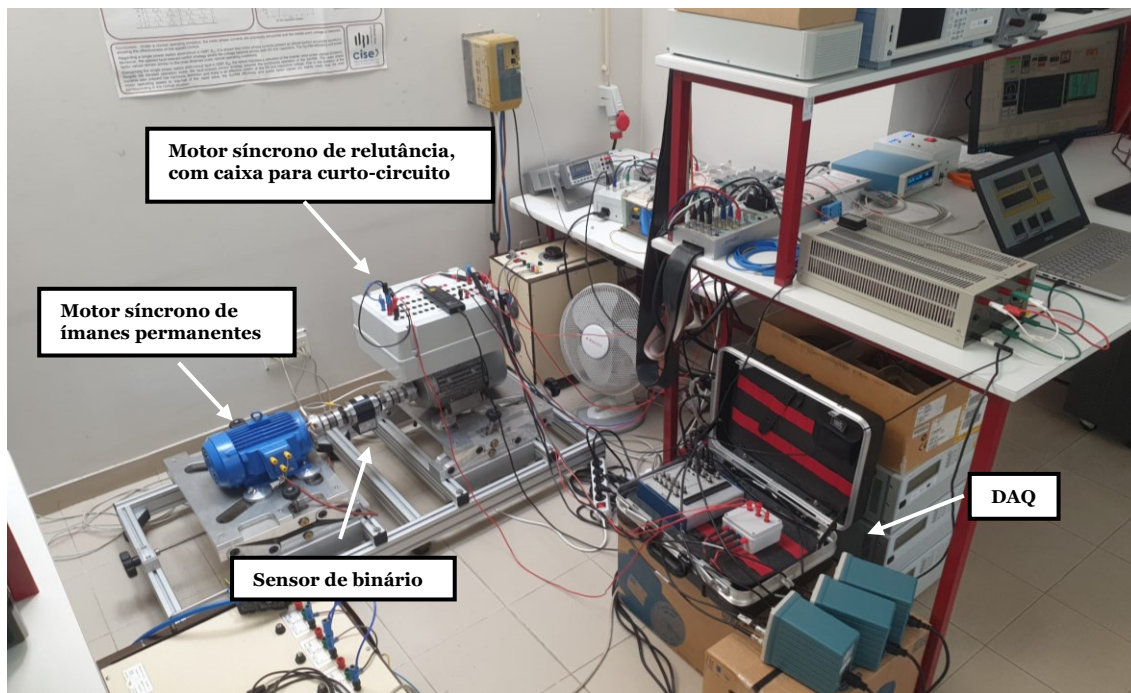


Figura 4.7 (a): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.

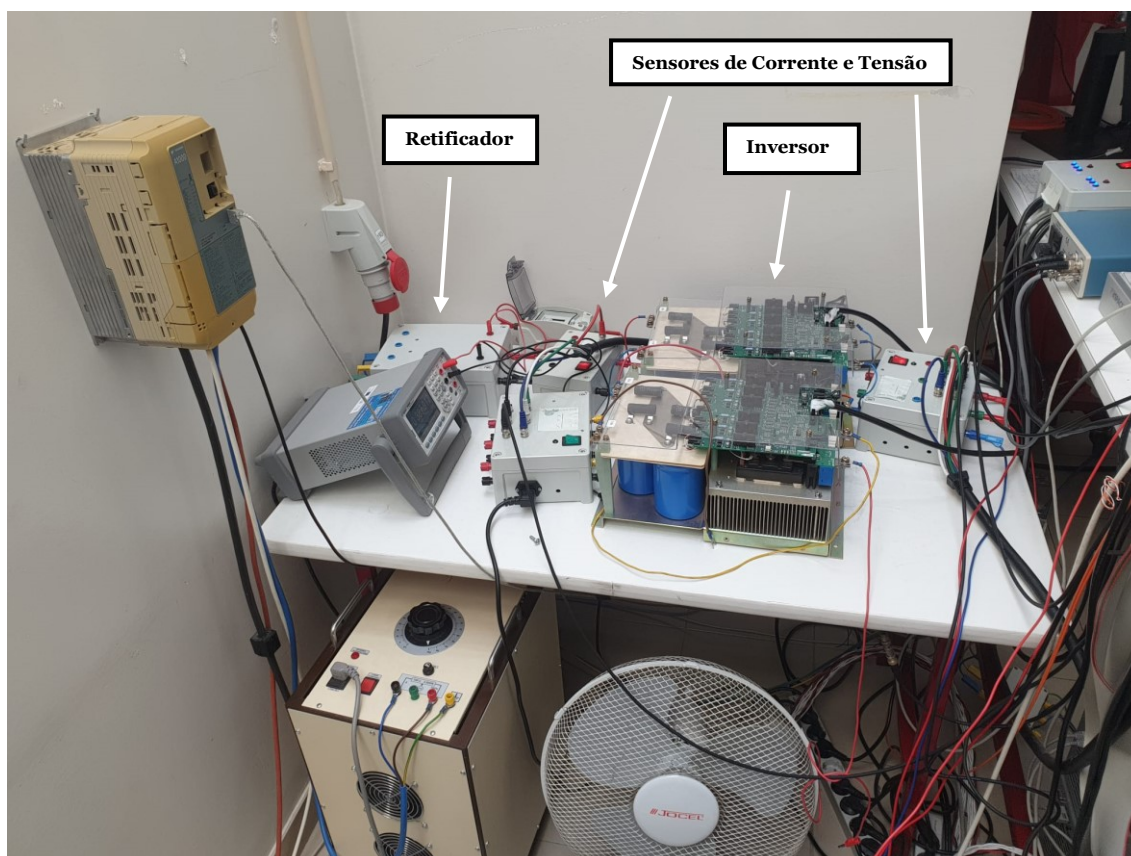


Figura 4.7 (b): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.

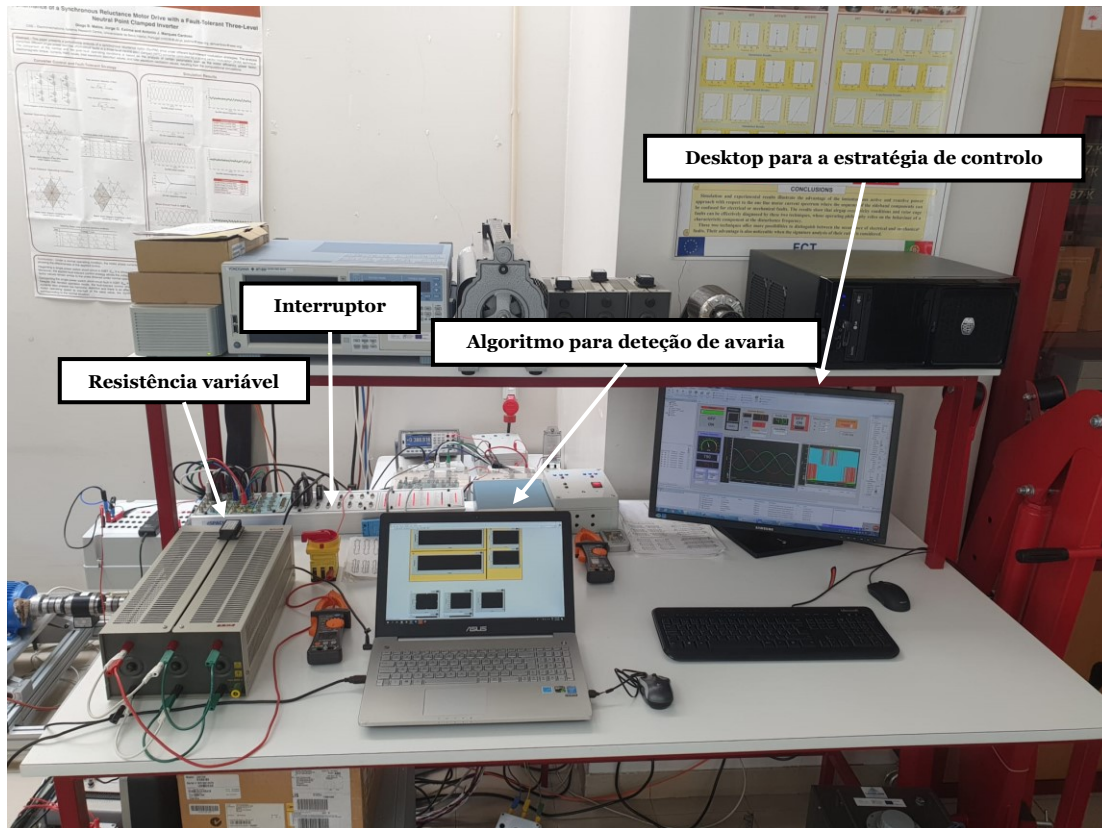


Figura 4.7 (c): Montagem do equipamento para a realização dos ensaios.

4.3.1 Comportamentos elétricos da configuração experimental do SynRM em estados de funcionamento normal e defeituoso

Para a validação do modelo, é necessário estudar os comportamentos do SynRM para funcionamento saudável e defeituoso. A Figura 4.8 apresenta o comportamento da tensão do motor para diferentes cargas. Na figura é possível notar que existe uma pequena variação de 13% entre funcionamento em vazio para uma carga de 4Nm.

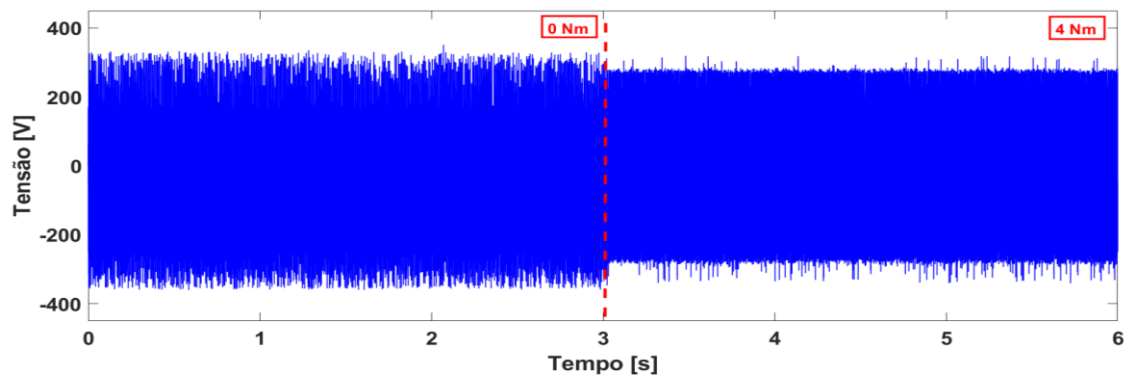


Figura 4.8: Tensão do motor para funcionamento normal com diferentes cargas.

Na Figura 4.9 está representada a tensão do motor para quando ocorre o curto-circuito para diferentes severidades de avaria. É possível notar que, da mesma maneira que acontece na simulação, a variação da tensão é insignificante perante ao aumento da severidade de curto-circuito. O mesmo acontece na transição de estado saudável para curto-circuito nos resultados experimentais.

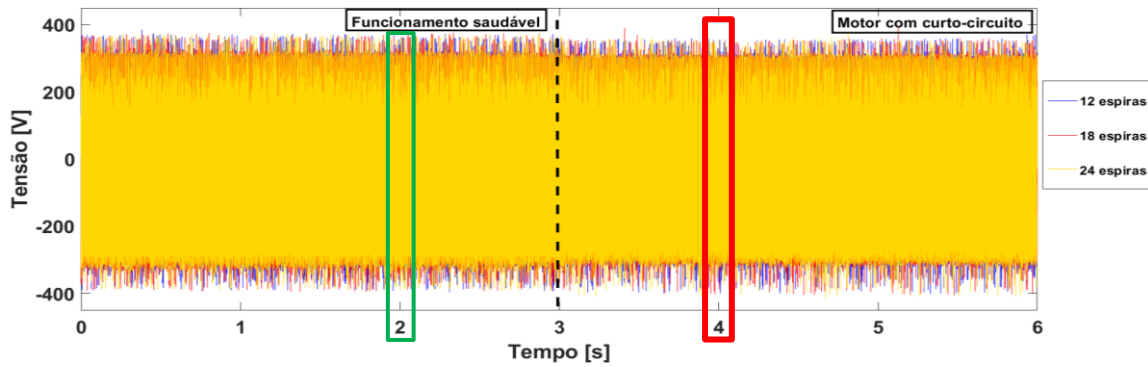


Figura 4.9: Tensão do motor para funcionamento com avaria de curto-circuito entre espiras e com diferentes severidades, carga 4Nm

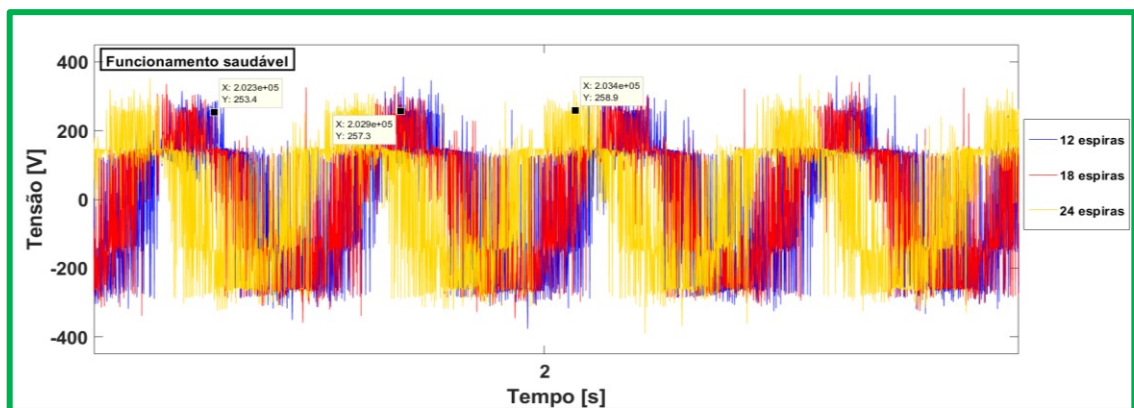


Figura 4.9 (a): Secção verde das correntes do motor.

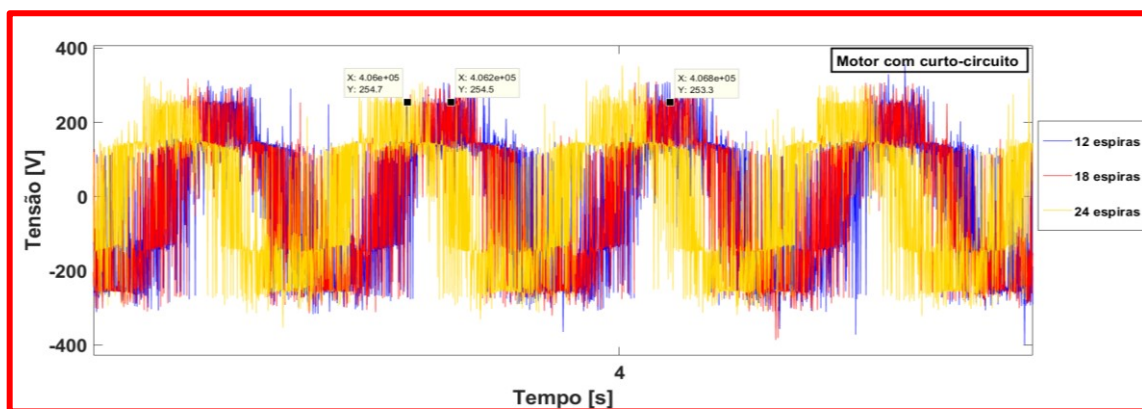


Figura 4.9 (b): Secção vermelha das correntes do motor.

4.3.2 Resultados obtidos com o método de *Prony*

Como foi tratado anteriormente, o processo para a aquisição dos dados pelo método de *Prony* consiste na aquisição de dados como a corrente e a tensão do motor. Em seguida, é utilizada a transformada de *Fortescue* para obter os componentes simétricos da corrente, tensão e impedância. E, finalmente, em (3.1), (3.3) e (3.4) do Capítulo 3, é possível obter os fatores desejados para a técnica proposta.

À semelhança do que foi realizado com os resultados de simulação, irão ser estudados os fatores que possibilitam a detecção de avaria. Na Tabela 4.2, são apresentados todos os valores e taxas de variação para as diferentes severidades de avaria e diferentes cargas aplicadas no motor. A seguir a esta tabela, são dados alguns exemplos de gráficos e respetivos comportamentos para os diferentes cenários.

Tabela 4.2: Efeito da avaria nos fatores de desequilíbrio definidos (NVF e NIF).

		Za	Zb	Zc	NVF	NIF
o Nm	<i>Saudável</i>	48,38	50,52	48,5	0,01016	0,4604
	<i>12 espiras</i>	46,33	48,3	47,86	0,0442	2,168
	<i>18 espiras</i>	44,9	47,37	47,37	0,05858	2,7
	<i>24 espiras</i>	43,5	46,07	46,07	0,06771	3,328
4 Nm	<i>Saudável</i>	35,63	37,28	35,74	0,005801	0,2469
	<i>12 espiras</i>	34,91	36,74	35,45	0,012	0,5353
	<i>18 espiras</i>	34,18	36,19	34,81	0,01355	0,6073
	<i>24 espiras</i>	33,72	35,49	34,33	0,01573	0,758
Taxa de variação de saudável para avaria (%)	o Nm	<i>12 espiras</i>			335%	371%
		<i>18 espiras</i>			477%	486%
		<i>24 espiras</i>			566%	623%
	4 Nm	<i>12 espiras</i>			107%	117%
		<i>18 espiras</i>			134%	146%
		<i>24 espiras</i>			171%	207%

Assim, para confirmar o funcionamento do motor, a Figura 4.10 apresenta as impedâncias para cada fase, para funcionamento normal e defeituoso com diferentes cargas.

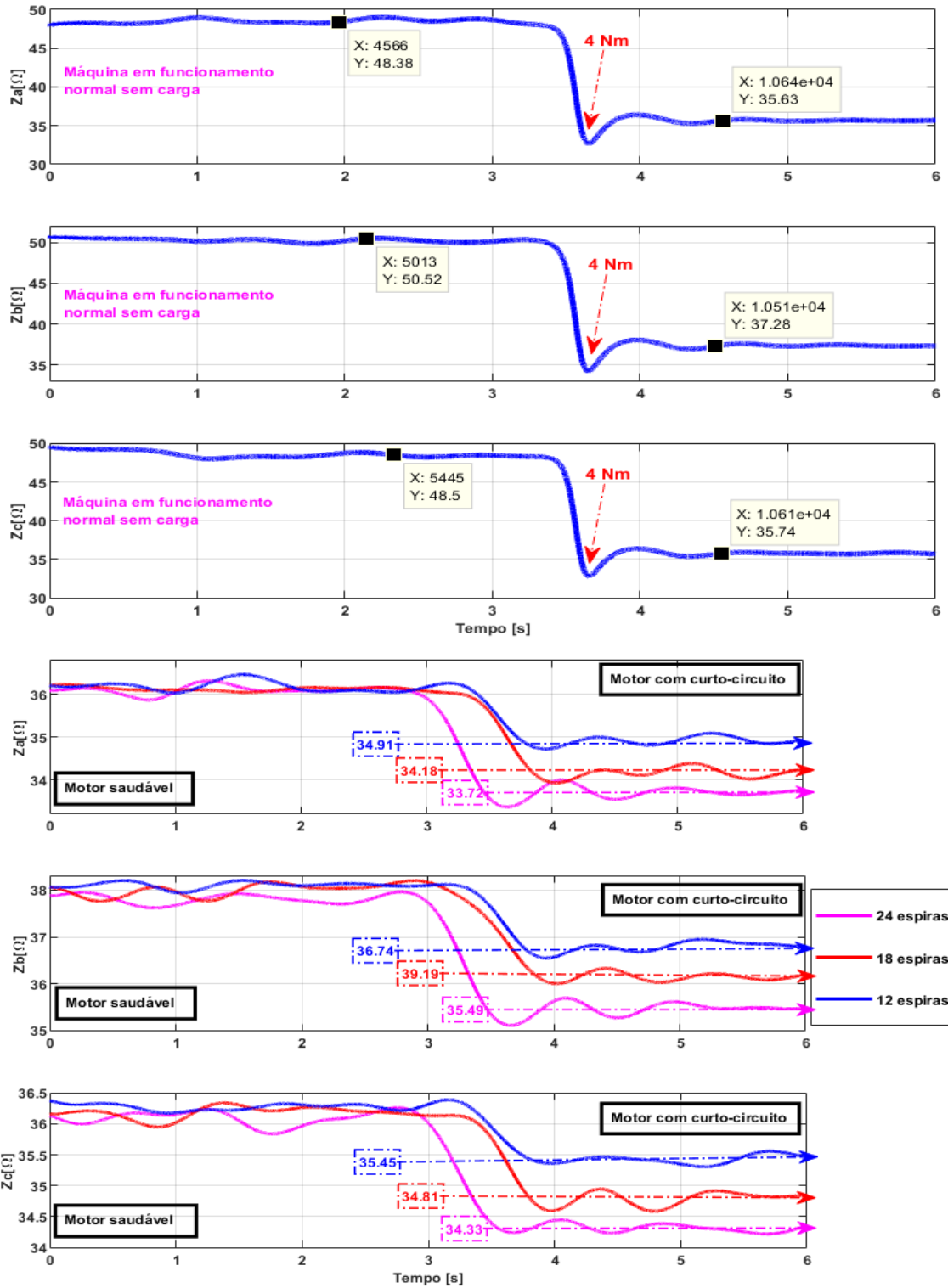


Figura 4.10: Impedância dos enrolamentos do estator.

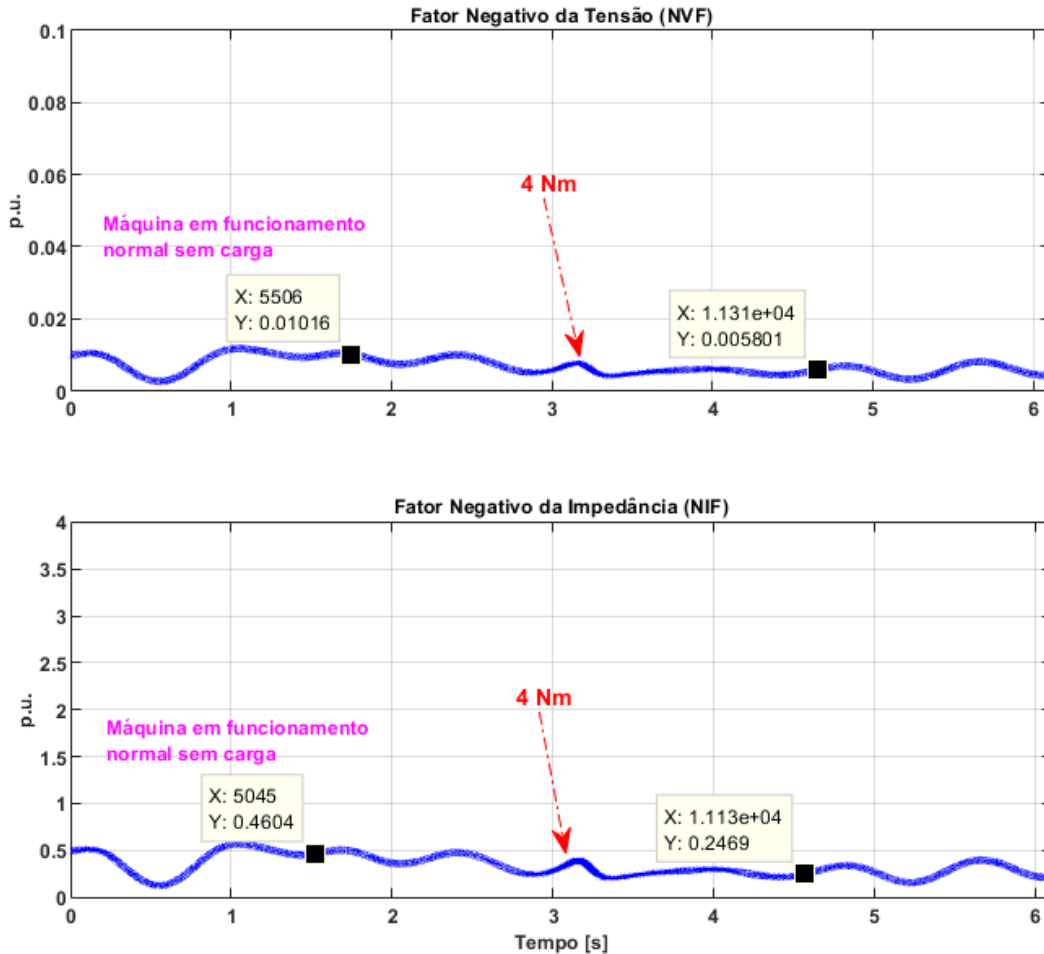


Figura 4.11: Indicadores para o diagnóstico para diferentes cargas.

Os testes anteriores foram realizados sem carga mecânica. No entanto, na prática, a carga do motor pode mudar gradualmente ou de forma brusca a qualquer momento. Isso pode ter um impacto direto nas grandezas do motor, como as tensões e correntes e, conseqüentemente, também pode ter impacto no indicador de avaria proposto. Tendo em mente que um indicador de avaria confiável deve provar a sua insensibilidade às variações de carga, vários testes experimentais foram realizados para analisar o comportamento de NVF e NIF. O gráfico que ilustra a evolução temporal de NVF e NIF está representado nas Figuras 4.11 (a) e 4.11 (b), respectivamente. Como pode ser observado, as variações de carga do motor não têm um efeito significativo no indicador de avaria proposto. Isso confirma claramente a sua robustez contra variações de carga.

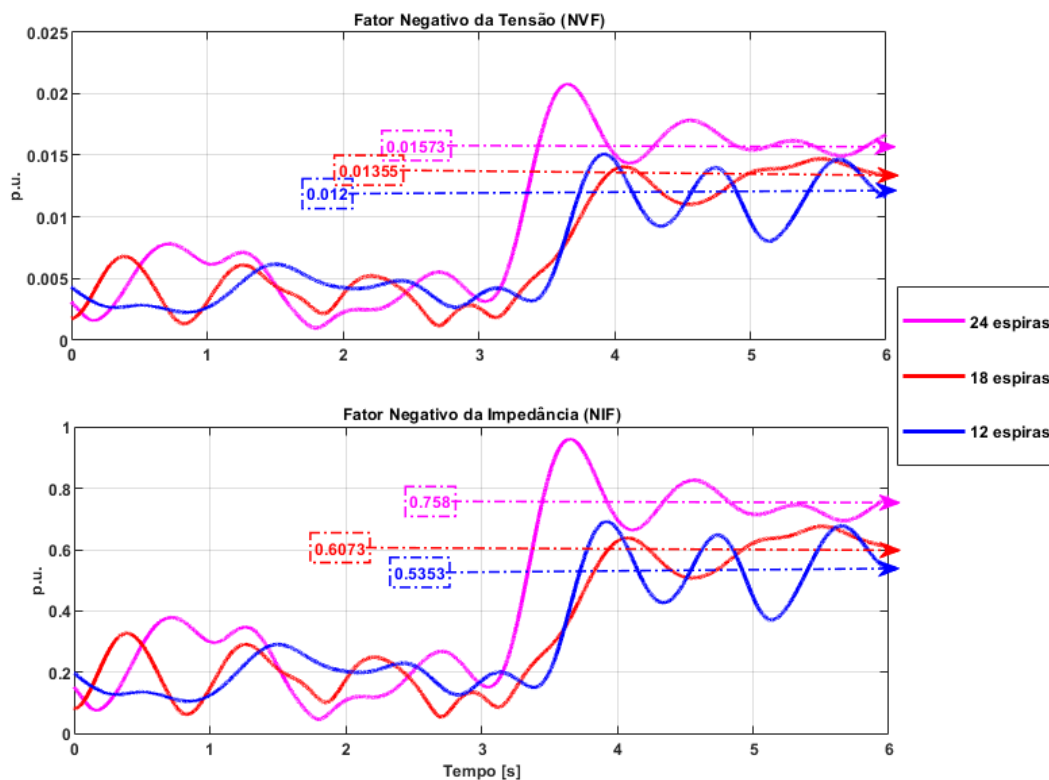


Figura 4.12: Indicadores para o diagnóstico para diferentes severidades de curto-circuito, com carga de 4Nm.

A avaria de curto-circuito entre espiras pode conter diferentes níveis de gravidade. Assim, a estabilidade da reação do indicador e a sua resposta clara a sucessivos e diferentes níveis de falhas são testes cruciais, aos quais o indicador proposto deve ser submetido. A estratégia seguida para a realização deste estudo experimental é iniciar o controlo em malha fechada do SynRM em condições saudáveis e sem carga. Após alguns segundos, são introduzidas avarias de curto-circuito entre espiras com gravidade crescente. Isso é feito por curtos-circuitos de 12, 18 e 24 espiras na fase-a. Através desses testes sequenciais, o NVF e o NIF são calculados e monitorados em tempo real. O gráfico obtido está representado na Figura 4.12, enquanto a Tabela 4.2 mostra a avaliação quantitativa do indicador estudado, medindo a quantidade de variação em função do número de espiras em curto. Como pode ser claramente visto, os valores médios NVF e NIF apresentam pequenas amplitudes durante a operação do motor no seu estado saudável. No entanto, as sucessivas ocorrências de 12, 18 e 24 espiras em curto-circuito, causam respostas instantâneas nos indicadores propostos. De facto, é possível notar que este indicador aumenta significativamente, o que ilustra uma reação clara de seguimento do NVF e do NIF, à medida que sua amplitude aumenta, cada vez que a gravidade da falha aumenta, mesmo nas aplicações de malha fechada.

4.4 Conclusão

O principal objetivo deste capítulo é provar que os indicadores propostos são eficazes na detecção de avarias de curto-circuito em malha fechada. Como foi possível verificar tanto para situações de simulação como experimentais, os resultados dos indicadores propostos (NVF e NIF) foram positivos, permitindo uma detecção clara e robusta da avaria.

Uma nova técnica de diagnóstico de avarias em curto-circuito entre espiras em tempo real foi apresentada. Com base apenas na medição das tensões de entrada trifásicas e aplicando a transformada de *Fortescue*, a estratégia proposta utiliza o método STLSP para calcular e analisar um indicador adequado chamado NVF, que permite uma detecção rápida e confiável de uma avaria incipiente de curto-circuito entre espiras no SynRM. Um estudo analítico do SynRM em estado saudável e com avaria de curto-circuito foi apresentado levando a expressões matemáticas do NVF e NIF para condições saudáveis e falhas. O comportamento do indicador proposto foi estudado experimentalmente.

No caso da simulação, a Tabela 4.1 apresenta taxas de variação significativas para a sua detecção. A Tabela 4.2 apresenta os resultados obtidos em ambiente experimental. Por fim, esta técnica mostrou-se clara e robusta, apresentando resultados diferentes para diferentes severidades de avarias e, quando aplicadas variações de carga, não houve variações que pudessem comprometer o indicador, permitindo assim a detecção das avarias.

Capítulo 5

Conclusões e Sugestões para trabalhos futuros

5.1 Conclusões

O aumento das aplicações industriais do SynRM, deve-se à característica única do rotor, uma vez que não necessita de ímanes ou de enrolamentos. Para além destes aspetos construtivos, o motor é de baixo custo de fabricação para além de ter um melhor rendimento. Desta forma, este motor contém as características desejáveis para uma vasta gama de aplicações como bombas de água, tração elétrica entre outros. Posto isto, como resultado destas vantagens foi proposto o estudo deste motor, a fim de aumentar o seu rendimento e vida útil.

Desta forma, o estudo desenvolvido nesta dissertação focou-se em criar uma técnica de diagnóstico para ocorrência de avarias de curto-circuito entre espiras no circuito estatórico do SynRM. Para além da técnica, esta possibilitou a modelação do SynRM do ponto de vista matemático e computacional.

Inicialmente, no Capítulo 3 foram aplicadas diferentes técnicas para a deteção de avarias, e todas apresentaram resultados positivos. No entanto, salienta-se que estas apenas podem ser realizadas em modo *offline*, com controlo de malha aberta. Posteriormente, no Capítulo 4, foi feita a validação da técnica proposta, em modo *online* com controlo de malha fechada. Como foi possível verificar, os resultados foram claros e eficazes, correspondendo com as expectativas, mostrando ser uma boa técnica para deteção de avarias.

Não há dúvidas de que os resultados obtidos confirmam a fiabilidade, precisão e versatilidade do método proposto, e demonstram que o ZVF pode ser considerado como um indicador muito fiável para a deteção de avarias nas espiras do SynRM, na aplicação de controlo de malha aberta. Na verdade, as variações de carga não afetam significativamente o ZVF.

Para a estratégia de circuito fechado, os resultados obtidos confirmam claramente que o fator ZVF não foi afetado pela presença de curto-circuitos entre espiras. No entanto, os resultados confirmam a fiabilidade da NVF para detetar e quantificar a mesma avaria. É de notar que NVF é um indicador fiável para as condições de alimentação de tensão desequilibrada (USV) [101], [106], e devido ao facto de a aplicação ser de malha fechada a USV nunca pode acontecer. Como resultado, NVF pode ser um bom indicador para avarias de curto-circuito entre espiras no SynRM em controlo de malha fechada.

5.2 Sugestões para trabalhos futuros

Após a realização deste trabalho e tendo em consideração tudo o que foi desenvolvido, diversos trabalhos podem ser sugeridos nesta área de investigação:

1. Este trabalho abre novos horizontes para a aplicação de técnicas de inteligência artificial como meio para um processo de decisão automático, não só aplicável ao SynRM, mas potencialmente a outros tipos diferentes de máquinas.
2. Confirmação dos resultados obtidos e da técnica proposta com a combinação dos indicadores utilizados em diferentes estratégias avançadas de controlo de malha fechada (ex. MPCC: Modelo de Controlo Preditivo Livre).
3. Generalização dos indicadores propostos em máquinas multifásicas (controlo malha aberta e malha fechada).
4. Base nos mesmos indicadores propostos, para desenvolver uma técnica robusta e fiável que possa detetar e quantificar o curto-circuito entre espiras em SynRM, no controlo de malha aberta e malha fechada.

Bibliografia

- [1] “O que são máquinas elétricas? - Mundo da Elétrica.” <https://www.mundodaeletrica.com.br/o-que-sao-maquinas-eletricas/> (accessed May 30, 2022).
- [2] “O que é Maquinas Eletricas - [Ver a Resposta 2022].” <https://oque-e.com/o-que-e-maquinas-eletricas/> (accessed May 30, 2022).
- [3] N. Rozhentsova, V. Ivanova, L. Fetisov, and I. Yarmuhametov, “Development of stand construction concept for safe and efficient after-repair tests of induction motor up to 1kV,” 2019, doi: 10.1109/ICOECS46375.2019.8950009.
- [4] J. Kolehmainen, “Synchronous reluctance motor with form blocked rotor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 450–456, Jun. 2010, doi: 10.1109/TEC.2009.2038579.
- [5] S. Benecke, N. Forster, B. Horn, and R. Leidhold, “Design and Control of a Linear Reluctance Motor for a Vacuum Diaphragm Pump,” in *SPEEDAM 2018 - Proceedings: International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Aug. 2018, pp. 1251–1256. doi: 10.1109/SPEEDAM.2018.8445355.
- [6] A. MAHMOUDI, “Performance Improvement of Wind Turbine System Using Synchronous Reluctance Machine,” 2022.
- [7] F. Pinarello Scalcon, “CONTRIBUIÇÕES AO ACIONAMENTO E CONTROLE DOS MOTORES DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL E SÍNCRONO DE RELUTÂNCIA,” 2019.
- [8] H. Werner de Kock, “Dynamic Control of the Permanent Magnet Assisted Reluctance Synchronous Machine with Constant Current Angle,” Universiteit Stellenbosch University, Stellenbosch, 2006.
- [9] D. M. B. Matos, “Controlo Vetorial de Motores Síncronos de Relutância,” 2014, doi: 10.13140/RG.2.1.4694.5126.
- [10] R. Branco, “Modelação e simulação de motores síncronos de relutância,” Universidade de Coimbra, 2015.
- [11] D. Cavaleiro, “Motor síncrono de relutância para sistemas de tração de veículos elétricos,” 2015.
- [12] Reza. Rajabi Moghaddam, *Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications*. KTH Royal Institute of Technology, 2011.
- [13] J.-D. Park, “MODELING AND CONTROL OF A HIGH-SPEED SOLID-ROTOR SYNCHRONOUS RELUCTANCE FLYWHEEL MOTOR/GENERATOR,” 2007.

- [14] J. Barta and C. Ondrusek, “Rotor design and optimization of synchronous reluctance machine,” *MM Science Journal*, no. MAR 2015, pp. 555–559, 2015, doi: 10.17973/mmsj.2015_03_201504.
- [15] J.-P. Yonnet, “Machine synchrone à réluctance - Modèles équivalents à réseau de réluctances pour la simulation et l’optimisation,” Université Grenoble Alpes, Grenoble, 2016.
- [16] Fernando H.G da S., Heitor J.T., Hyoran S.P., and Willian E.R., “Motor Síncrono de Relutância,” 2013.
- [17] R. Rabaji Moghaddam, “Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design,” 2007. [Online]. Available: <http://www.okonlife.com/>
- [18] R. Santos, “Projeto e análise de funcionamento de um motor síncrono de relutância através de elementos finitos,” 2019.
- [19] A. M. M. da Silveira, “Motor Síncrono de Relutância,” Jan. 2022, doi: <https://doi.org/10.34630/neutroaterra.vi28.4490>.
- [20] C. Martins, “MOTORES SÍNCRONOS DE RELUTÂNCIA COM BARREIRAS DE FLUXO E PARTIDA ASSÍNCRONA,” 2003.
- [21] M. H. Mohammadi, “A Data-Driven Design Process including Multiphysics for Synchronous AC Machines using High-Performance Computing,” McGill University, Montreal, Canada, 2019.
- [22] M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, and R. Krishnan, *Control in Power Electronics Selected Problems*. Academic Press, 2002.
- [23] P. Moisés, “As perdas por histerese.”
- [24] M. Vaz Guedes, “Máquinas Eléctricas I,” Porto, 2003. [Online]. Available: www.fe.up
- [25] E. M. Rashad, T. S. Radwan, and M. A. Rahman, “A maximum torque per ampere vector control strategy for synchronous reluctance motors considering saturation and iron losses,” in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, pp. 2411–2417. doi: 10.1109/IAS.2004.1348813.
- [26] L. Xu, X. Xu, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, “Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 977–985, 1991, doi: 10.1109/28.90356.
- [27] ABB, “Synchronous reluctance motor-drive package for machine builders High performance for ultimate machine design,” Oct. 20, 2014.
- [28] ABB, “Pioneering energy efficiency for reliable drinking water supply in the NL - Evides Waterbedrijf pioneers ABB’s SynRM motor-drive technology in the NL (Water and wastewater).” <https://new.abb.com/drives/segments/water-and-wastewater/case-evides-waterbedrijf-article> (accessed Apr. 04, 2022).

- [29] REEL a KSB Company, “REEL SuPremE® - The IE5* magnet-free synchronous reluctance motor,” 2019.
- [30] P. Niazi, H. A. Toliyat, and A. Goodarzi, “Robust maximum torque per ampere (MTPA) control of PM-assisted SynRM for traction applications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 4 I, pp. 1538–1545, Jul. 2007, doi: 10.1109/TVT.2007.896974.
- [31] H. Abootorabi Zarchi, G. R. Arab Markadeh, and J. Soltani, “Direct torque and flux regulation of synchronous reluctance motor drives based on input-output feedback linearization,” *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 1, pp. 71–80, Jan. 2010, doi: 10.1016/j.enconman.2009.08.031.
- [32] ABB, “Future of wood drying Synchronous reluctance (SynRM) motors in wood drying applications,” Sep. 2019.
- [33] ABB, “Campbell’s Australia cuts costs with SynRM | ABB.” <https://new.abb.com/news/detail/65757/campbells-australia-cuts-costs-with-synrm> (accessed Apr. 04, 2022).
- [34] H. Rafael Pinto Antunes, António João Marques Cardoso, and Davide Sérgio Baptista da Fonseca, “Análise e Diagnóstico de Avarias Estatísticas em Motores de Indução Hexafásicos, com Enrolamento Simétrico.”
- [35] S. Kumar *et al.*, “A Comprehensive Review of Condition Based Prognostic Maintenance (CBPM) for Induction Motor,” *IEEE Access*, vol. 7. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., pp. 90690–90704, 2019. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2926527.
- [36] P. F. Albrecht, J. C. Appiarius, R. M. McCoy, E. L. Owen, and D. K. Sharma, “Assessment of the Reliability of Motors in Utility Applications - Updated,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. EC-1, no. 1, pp. 39–46, Mar. 1986, doi: 10.1109/TEC.1986.4765668.
- [37] Antonio João Marques Cardoso, *Diagnóstico de Avarias em Motores de Indução Trifásicos*. Coimbra: Coimbra Editora, 1991.
- [38] Y. Shi, J. Wang, and B. Wang, “Performance assessment of triple redundant nine-phase delta- and wye-connected permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor under healthy and fault conditions,” *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp. 3563–3567, Jun. 2019, doi: 10.1049/joe.2018.8170.
- [39] C. Candelo-Zuluaga, J. R. Riba, C. López-Torres, and A. Garcia, “Detection of inter-turn faults in multi-phase ferrite-PM assisted synchronous reluctance machines,” *Energies (Basel)*, vol. 12, no. 14, 2019, doi: 10.3390/en12142733.

- [40] P. Neti and S. Nandi, "Stator inter-turn fault analysis of reluctance synchronous motor," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2005.*, pp. 1283–1286. doi: 10.1109/CCECE.2005.1557211.
- [41] T. C. Ilamparithi and S. Nandi, "Detection of eccentricity faults in three-phase reluctance synchronous motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 4, pp. 1307–1317, 2012, doi: 10.1109/TIA.2012.2199453.
- [42] C. López-Torres, J. R. Riba, A. Garcia, and L. Romeral, "Detection of eccentricity faults in five-phase ferrite-PM assisted synchronous reluctance machines," *Applied Sciences (Switzerland)*, vol. 7, no. 6, May 2017, doi: 10.3390/app7060565.
- [43] H. Mahmoud and N. Bianchi, "Eccentricity in Synchronous Reluctance Motors—Part I: Analytical and Finite-Element Models," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 745–753, Jun. 2015, doi: 10.1109/TEC.2014.2384535.
- [44] H. Mahmoud and N. Bianchi, "Eccentricity in Synchronous Reluctance Motors—Part II: Different Rotor Geometry and Stator Windings," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 2, pp. 754–760, Jun. 2015, doi: 10.1109/TEC.2014.2384534.
- [45] M. Zafarani, E. Bostanci, Y. Qi, T. Goktas, and 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, no. 4, pp. 2173–2191, Dec. 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2811538.
- [46] A. Bonnett and C. Yung, "Increased Efficiency Versus Increased Reliability," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 29–36, Jan. 2008, doi: 10.1109/MIA.2007.909802.
- [47] S. M. Shashidhara and P. S. Raju, "Stator winding fault diagnosis of three-phase induction motor by Park's Vector Approach," Jul. 2013. [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/312331302>
- [48] "Typical Failures in Three-Phase Stator Windings — Alexandria Armature Works." <http://www.aawva.com/resource/2016/3/25/typical-failures-in-three-phase-stator-windings> (accessed May 02, 2022).
- [49] M. B. Ilhem, "MODELISATIONS ET OUTILS D'AIDE AU DIAGNOSTIC DE DEFAUTS DE MACHINES SYNCHRONES ET A RELUCTANCE VARIABLE," Université de Constantine1, 2013.
- [50] Y. Zhang, A. Wang, B. Guo, and H. Li, "Diagnosis Methods for Inter-turn Short-circuit Fault Degree of Permanent Magnet Synchronous Motor Stator Winding," *The 2019 6th International Conference on Systems and Informatics (ICSAI 2019)*, 2019, doi: 10.1109/ICSAI48974.2019.9010126.

- [51] A. Mahmoudi, I. Jlassi, A. J. M. Cardoso, K. Yahia, and M. Sahraoui, "Inter-Turn Short-Circuit Faults Diagnosis in Synchronous Reluctance Machines, Using the Luenberger State Observer and Current's Second-Order Harmonic," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 8, pp. 8420–8429, Aug. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3109514.
- [52] M. Malekpour, B. T. Phung, and E. Ambikairajah, "Modelling and Diagnostic of Incipient Stator Inter-turn Short Circuit Fault in Induction Motors," *Condition Monitoring and Diagnosis (CMD)*, 2018, doi: 10.1109/CMD.2018.8535624.
- [53] K. N. Gyftakis and A. J. M. Cardoso, "Reliable Detection of Stator Interturn Faults of Very Low Severity Level in Induction Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 4, pp. 3475–3484, Apr. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2978710.
- [54] C. P. Priyanka and G. Jagadanad, "Inter-Turn Fault Analysis of Three Phase Induction Motor," *PIICON 2020 : 9th IEEE Power India International Conference : conference digest*, Mar. 2020, doi: 10.1109/PIICON49524.2020.9112890.
- [55] L. Chen, J. Wang, and Z. Sun, "Electromagnetic-thermal coupled modelling and analysis of inter-turn short-circuit faults of a permanent magnet alternator," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp. 4426–4431, Jun. 2019, doi: 10.1049/joe.2018.8053.
- [56] V. Fireteanu and C. Dumitru, "Finite element analysis of multiphase permanent magnet synchronous motors with the same stators of analogue 3-phase, 5-phase, 7-phase and 9-phase Induction Motors," May 2021. doi: 10.1109/ICATE49685.2021.9465021.
- [57] A. Usman, N. T. Doiphode, and B. S. Rajpurohit, "Finite element modeling of stator winding faults in permanent magnet synchronous motor: Part II," in *International Conference on Electical Drives and Power Electronics*, Sep. 2019, vol. 2019-September, pp. 169–176. doi: 10.1109/EDPE.2019.8883937.
- [58] P. Naveen, N. Pranveen Kumar, K. Sriganesh, T. Rajesh, and K. Sushmitha, "Stator Fault Analysis Of Permanent Magnet Synchronous Motor using Finite Element Method," *4th IEEE International Conference on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT)*, pp. 655–660, May 2019, doi: 10.1109/RTEICT46194.2019.9016771.
- [59] A. Usman, N. T. Doiphode, and B. S. Rajpurohit, "Stator winding faults investigation in permanent magnet synchronous motor using motor signatures: Part I," in *International Conference on Electical Drives and Power Electronics*, Sep. 2019, vol. 2019-September, pp. 160–168. doi: 10.1109/EDPE.2019.8883929.

- [60] S. S. Dhamal and M. v. Bhatkar, "Modelling and Simulation of Three-Phase InductionMotor to Diagnose the Performance on Inter-TurnShort Circuit Fault in Stator Winding," *2018 International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*, pp. 1166–1172, Sep. 2018, doi: 10.1109/GUCON.2018.867490.
- [61] A. Sarikhani and O. A. Mohammed, "Inter-turn fault detection in PM synchronous machines by physics-based back electromotive force estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3472–3484, 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2222857.
- [62] N. Leboeuf, T. Boileau, B. Nahid-Mobarakeh, G. Clerc, and F. Meibody-Tabar, "Real-Time Detection of Interturn Faults in PM Drives Using Back-EMF Estimation and Residual Analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2402–2412, Nov. 2011, doi: 10.1109/TIA.2011.2168929.
- [63] B. Aubert, J. Regnier, S. Caux, and D. Alejo, "Kalman-filter-based indicator for online interturn short circuits detection in permanent-magnet synchronous generators," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1921–1930, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2348934.
- [64] F. Çira, M. Arkan, B. Gümüş, and T. Goktas, "Analysis of stator inter-turn short-circuit fault signatures for inverter-fed permanent magnet synchronous motors," in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, Dec. 2016, pp. 1453–1457. doi: 10.1109/IECON.2016.7793717.
- [65] L. Romeral, J. C. Urresty, J. R. Riba Ruiz, and A. Garcia Espinosa, "Modeling of surface-mounted permanent magnet synchronous motors with stator winding interturn faults," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1576–1585, May 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2062480.
- [66] J. A. Rosero, L. Romeral, J. A. Ortega, and E. Rosero, "Short-circuit detection by means of empirical mode decomposition and Wigner-Ville distribution for PMSM running under dynamic condition," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 11, pp. 4534–4547, 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2011580.
- [67] R. Hu, J. Wang, A. R. Mills, E. Chong, and Z. Sun, "Detection and Classification of Turn Fault and High Resistance Connection Fault in Permanent Magnet Machines Based on Zero Sequence Voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 1922–1933, Feb. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2922114.
- [68] J. C. Urresty, J. R. Riba, and L. Romeral, "Diagnosis of interturn faults in PMSMs operating under nonstationary conditions by applying order tracking filtering," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 507–515, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2198077.

- [69] J. Hang, J. Zhang, M. Cheng, and J. Huang, "Online Interturn Fault Diagnosis of Permanent Magnet Synchronous Machine Using Zero-Sequence Components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6731–6741, Dec. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2388493.
- [70] S. M. A. Cruz and A. J. Marques Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach," in *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 2000, vol. 1, pp. 395–401. doi: 10.1109/ias.2000.881141.
- [71] D. S. B. Fonseca, C. M. C. Santos, and A. J. M. Cardoso, "Stator Faults Modeling and Diagnostics of Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 3, pp. 2590–2599, May 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2979674.
- [72] P. Kumar N. and T. B. Isha, "FEM based electromagnetic signature analysis of winding inter-turn short-circuit fault in inverter fed induction motor," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 309–315, Sep. 2019, doi: 10.30941/cestems.2019.00041.
- [73] J. Zhang, Z. Xu, J. Wang, J. Zhao, Z. Din, and M. Cheng, "Detection and Discrimination of Incipient Stator Faults for Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp. 7505–7515, Aug. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3009563.
- [74] R. Hu, J. Wang, A. R. Mills, E. Chong, and Z. Sun, "High-Frequency Voltage Injection Based Stator Interturn Fault Detection in Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 1, pp. 785–794, Jan. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3005757.
- [75] S. C. Yang, "On-Line Turn Fault Detection of Interior Permanent Magnet Machines Using the Pulsating-Type Voltage Injection," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2015*, Oct. 2015, pp. 2200–2207. doi: 10.1109/ECCE.2015.7309970.
- [76] R. Hu, J. Wang, A. R. Mills, E. Chong, and Z. Sun, "Current-Residual-Based Stator Interturn Fault Detection in Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 1, pp. 59–69, Jan. 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2965500.
- [77] S. Moon, H. Jeong, H. Lee, and S. W. Kim, "Interturn Short Fault Diagnosis in a PMSM by Voltage and Current Residual Analysis With the Faulty Winding Model," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 1, pp. 190–198, Mar. 2018, doi: 10.1109/TEC.2017.2726142.

- [78] J. Zhao, X. Guan, C. Li, Q. Mou, and Z. Chen, "Comprehensive Evaluation of Inter-Turn Short Circuit Faults in PMSM Used for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 611–621, Jan. 2021, doi: 10.1109/TITS.2020.2987637.
- [79] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 1348–1360, 2014, doi: 10.1109/TII.2014.2307013.
- [80] A. J. Marques Cardoso, S. M. A. Cruz, and D. S. B. Fonseca, "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 3, pp. 595–598, 1999, doi: 10.1109/60.790920.
- [81] T. Orłowska-Kowalska *et al.*, "Fault diagnosis and fault-tolerant control of PMSM drives – state of the art and future challenges," *IEEE Access*, pp. 1–1, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3180153.
- [82] F. Çıra, M. Arkan, and B. Gümüş, "A new approach to detect stator fault in permanent magnet synchronous motors," in *Proceedings - SDEMPED 2015: IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives*, Oct. 2015, pp. 316–321. doi: 10.1109/DEMPED.2015.7303708.
- [83] L. S. Maraaba, A. S. Milhem, I. A. Nemer, H. Al-Duwaish, and M. A. Abido, "Convolutional Neural Network-Based Inter-Turn Fault Diagnosis in LSPMSMs," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 81960–81970, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2991137.
- [84] J. Quiroga, D. A. Cartes, C. S. Edirngton, and L. Liu, "Neural Network based Fault Detection of PMSM Stator Winding Short under Load Fluctuation," *13th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2008 EPE-PEMC*, pp. 793–798, 2008, doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635364.
- [85] L. S. Maraaba, Z. M. Al-Hamouz, A. S. Milhem, and M. A. Abido, "Neural Network-Based Diagnostic Tool for Detecting Stator Inter-Turn Faults in Line Start Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 89014–89025, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2923746.
- [86] B. M. Ebrahimi and 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, no. 10, pp. 2673–2682, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2050496.
- [87] M. Singh and A. G. Shaik, "Incipient Fault Detection in Stator Windings of an Induction Motor Using Stockwell Transform and SVM," *IEEE Transactions on*

- Instrumentation and Measurement*, vol. 69, no. 12, pp. 9496–9504, Dec. 2020, doi: 10.1109/TIM.2020.3002444.
- [88] P. S. Kumar, L. Xie, M. S. M. Halick, and V. Vaiyapuri, “Online stator end winding thermography using infrared sensor array,” in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, Apr. 2018, vol. 2018-March, pp. 2454–2459. doi: 10.1109/APEC.2018.8341361.
- [89] A. Mohammed, J. I. Melecio, and S. Djurovic, “Stator winding fault thermal signature monitoring and analysis by in Situ FBG sensors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 10, pp. 8082–8092, Oct. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2883260.
- [90] X. Liu, W. Miao, Q. Xu, L. Cao, C. Liu, and P. W. T. Pong, “Inter-Turn Short-Circuit Fault Detection Approach for Permanent Magnet Synchronous Machines Through Stray Magnetic Field Sensing,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 19, no. 18, pp. 7884–7895, Sep. 2019, doi: 10.1109/JSEN.2019.2918018.
- [91] I. Bouchareb, A. Bentounsi, and A. Lebaroud, “Advanced diagnosis strategy for incipient stator faults in synchronous reluctance motor,” in *2015 IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, Sep. 2015, pp. 110–116. doi: 10.1109/DEMPED.2015.7303677.
- [92] S. Narayan, R. R. Kumar, G. Cirrincione, and M. Cirrincione, “Detection of Stator Fault in Synchronous Reluctance Machines Using Shallow Neural Networks,” in *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Oct. 2021, pp. 1347–1352. doi: 10.1109/ECCE47101.2021.9595518.
- [93] B. Ilhem, B. Amar, and A. Lebaroud, “Classification method for faults diagnosis in reluctance motors using Hidden Markov Models,” in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Jun. 2014, pp. 984–991. doi: 10.1109/ISIE.2014.6864746.
- [94] A. L. Nelson and Mo-Yuen Chow, “Characterization of coil faults in an axial flux variable reluctance PM motor,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp. 340–348, Sep. 2002, doi: 10.1109/TEC.2002.801730.
- [95] P. Neti and S. Nandi, “Performance analysis of a reluctance synchronous motor under abnormal operating condition,” in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2004 (IEEE Cat. No.04CH37513)*, 2004, vol. 1, pp. 587–590. doi: 10.1109/CCECE.2004.1345105.
- [96] X. Niu, L. Zhu, and H. Ding, “New statistical moments for the detection of defects in rolling element bearings,” *The International Journal of Advanced Manufacturing*

- Technology*, vol. 26, no. 11–12, pp. 1268–1274, Nov. 2005, doi: 10.1007/s00170-004-2109-4.
- [97] J. A. Rosero, L. Romeral, J. Cusido, A. Garcia, and J. A. Ortega, “On the short-circuiting Fault Detection in a PMSM by means of Stator Current Transformations,” in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007, pp. 1936–1941. doi: 10.1109/PESC.2007.4342300.
- [98] C. A. N. Sobrinho, “ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS PARA DIAGNÓSTICO DE FALHAS EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS,” Universidade Federal da Paraíba, 2015.
- [99] M. Sahraoui, A. J. M. Cardoso, and A. Ghoggal, “The use of a modified prony method to track the broken rotor bar characteristic frequencies and amplitudes in three-phase induction motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 3, pp. 2136–2147, May 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2375384.
- [100] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S. E. Zouzou, and M. E. Benbouzid, “Dynamic eccentricity in squirrel cage induction motors – Simulation and analytical study of its spectral signatures on stator currents,” *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 16, no. 9, pp. 1503–1513, Oct. 2008, doi: 10.1016/j.simpat.2008.08.007.
- [101] A. Alloui, K. Laadjal, M. Sahraoui, and A. J. Marques Cardoso, “Online Inter-Turn Short-Circuit Fault Diagnosis in Induction Motors Operating Under Unbalanced Supply Voltage and Load Variations, Using the STLSP Technique,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3172751.
- [102] A. Ukil, S. Chen, and A. Andenna, “Detection of stator short circuit faults in three-phase induction motors using motor current zero crossing instants,” *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 4, pp. 1036–1044, Apr. 2011, doi: 10.1016/j.epsr.2010.12.003.
- [103] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S. E. Zouzou, A. Aboubou, and H. Razik, “Modelling and detection of inter-turn short circuits in stator windings of induction motor,” in *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2006, pp. 4981–4986. doi: 10.1109/IECON.2006.348093.
- [104] J. H. Jung, J. J. Lee, and B. H. Kwon, “Online diagnosis of induction motors using MCSA,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 6, pp. 1842–1852, 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.885131.
- [105] F. Bento, A. Adouni, A. C. P. Muxiri, D. S. B. Fonseca, and A. J. Marques Cardoso, “On the risk of failure to prevent induction motors permanent damage, due to the short available time-to-diagnosis of inter-turn short-circuit faults,” *IET Electric Power Applications*, vol. 15, no. 1, pp. 51–62, Jan. 2021, doi: 10.1049/elp2.12008.

- [106] K. Laadjal, M. Sahraoui, A. Alloui, and A. J. M. Cardoso, “Three-phase induction motors online protection against unbalanced supply voltages,” *Machines*, vol. 9, no. 9, Sep. 2021, doi: 10.3390/machines9090203.
- [107] R. Shigenobu, A. Nakadomari, Y. Y. Hong, P. Mandal, H. Takahashi, and T. Senjyu, “Optimization of voltage unbalance compensation by smart inverter,” *Energies (Basel)*, vol. 13, no. 18, Sep. 2020, doi: 10.3390/en13184623.
- [108] B. Sun, J. Wang, Z. He, Y. Qin, D. Wang, and H. Zhou, “Fault Detection for Closed-Loop Control Systems Based on Parity Space Transformation,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 75153–75165, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2916785.