

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ISABELA OLIVEIRA ZAPAROLI

DESENVOLVIMENTO DE UMA TÉCNICA DE DETECÇÃO DE CURTO-CIRCUITO ENTRE
ESPIRAS DO ESTATOR PARA APLICAÇÃO EM CONVERSORES DE FREQUÊNCIA COM
CONTROLE ORIENTADO DE CAMPO

UBERLÂNDIA - MG

2025

ISABELA OLIVEIRA ZAPAROLI

DESENVOLVIMENTO DE UMA TÉCNICA DE DETECÇÃO DE CURTO-CIRCUITO ENTRE
ESPIRAS DO ESTATOR PARA APLICAÇÃO EM CONVERSORES DE FREQUÊNCIA COM
CONTROLE ORIENTADO DE CAMPO

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Uberlândia como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em ciências

Orientador: Professor Doutor Hélder de Paula

UBERLÂNDIA - MG

2025

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU com
dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

Z35 Zaparoli, Isabela Oliveira, 1993-

2025 Desenvolvimento de uma técnica de detecção de curto-circuito entre espiras do estator para aplicação em conversores de frequência com controle orientado de campo [recurso eletrônico] / Isabela Oliveira Zaparoli.
- 2025.

Orientador: Hélder de Paula.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.te.2025.91> Inclui bibliografia.

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2: Gizele

Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091

Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074

ISABELA OLIVEIRA ZAPAROLI

DESENVOLVIMENTO DE UMA TÉCNICA DE DETECÇÃO DE CURTO-CIRCUITO ENTRE
ESPIRAS DO ESTATOR PARA APLICAÇÃO EM CONVERSORES DE FREQUÊNCIA COM
CONTROLE ORIENTADO DE CAMPO

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Uberlândia como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em ciências

Comissão examinadora:

Prof. Dr. Hélder de Paula
(Orientador - UFU)

Prof. Dr. Wallace do Couto Boaventura
(Examinador – UFMG)

Prof. Dr. Walmir Matos Caminhas
(Examinador – UFMG)

Prof. Dr. Arismar Moraes Gonçalves Júnior
(Examinador – UFU)

Prof. Dr. Fernando Bento Silva
(Examinador – UFU)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902
Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Tese de Doutorado, 344, PPGEELT				
Data:	Onze de fevereiro de dois mil e vinte e cinco	Hora de início:	13h30	Hora de encerramento:	16h28
Matrícula do Discente:	11913EEL009				
Nome do Discente:	Isabela Oliveira Zaparoli				
Título do Trabalho:	Desenvolvimento de uma técnica de detecção de curto-circuito entre espiras do estator para aplicação em conversores de frequência com controle orientado de campo				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Sistemas Elétricos de Potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Hélder de Paula. Título do projeto: Desenvolvimento de uma Técnica On-Line de Diagnóstico de Curto-Circuito entre Espiras do Estator para Aplicação em Conversores de Frequência. Vigência do projeto: 07/2022 - 11/2024.				

Reuniu-se, através de videoconferência, a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Doutores: Fernando Bento Silva (UFU), Arismar Morais Gonçalves Júnior (UEMG), Wallace do Couto Boaventura (UFMG), Walmir Matos Caminhas (UFMG) e Hélder de Paula, orientador da discente.

Iniciando os trabalhos, o presidente da mesa, Dr. Hélder de Paula, apresentou a Comissão Examinadora e a candidata, agradeceu a presença do público, e concedeu à discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação da discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir, o senhor presidente concedeu a palavra, sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir a candidata. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando a candidata:

APROVADA.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor. O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar, foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que, após lida e achada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Hélder de Paula, Professor(a) do Magistério Superior**, em 12/02/2025, às 13:58, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fernando Bento Silva, Professor(a) do Magistério Superior**, em 12/02/2025, às 14:02, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Wallace do Couto Boaventura, Usuário Externo**, em 12/02/2025, às 15:33, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Walmir Matos Caminhas, Usuário Externo**, em 12/02/2025, às 16:04, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Arismar Moraes Gonçalves Júnior, Usuário Externo**, em 12/02/2025, às 16:20, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **6086829** e o código CRC **7AA1B33D**.

Dedico este trabalho a vocês:

Ao meu pai, Alexandre, e à minha mãe, Laura, minha eterna gratidão pelos sacrifícios incansáveis, para garantir a formação sólida dos seus filhos, pelo comprometimento, dedicação e pelo estímulo constante que me inspiraram ao longo de todos esses anos. Suas ligações diárias, mãe, foram uma fonte indispensável de força e motivação para seguir em frente. Agradeço também profundamente ao meu irmão, Rafael, pela cumplicidade e apoio, mesmo à distância, sempre se fez presente, mostrando o verdadeiro significado de família. Tudo o que sou e conquistei hoje devo a vocês.

Ao meu namorado, Gustavo, pelo seu amor, pelo companheirismo e pela imensa paciência com que sempre me acompanhou ao longo desta jornada. Seu incentivo constante foi essencial para que eu mantivesse o foco, mesmo nos momentos mais difíceis. Obrigado por estar comigo em cada momento, celebrando as conquistas e enfrentando os desafios juntos. Esse trabalho também é seu.

A Deus, muito obrigada, por me guiar com sabedoria e me dar forças para superar os obstáculos. Com fé, todas as coisas são possíveis.

AGRADECIMENTOS

A realização desta tese representa a conclusão de uma importante etapa na minha formação pessoal e profissional. A sua realização só foi possível graças à colaboração e apoio de diversas pessoas, às quais expresso minha profunda gratidão.

Ao meu orientador, Professor Hélder, meu mais sincero agradecimento pela orientação e suporte durante todo o desenvolvimento deste trabalho. Sua dedicação, disponibilidade constante e orientações rigorosas, mas sempre encorajadoras e otimistas, foram fundamentais para o meu desenvolvimento. Seus valiosos conselhos oferecidos ao longo deste período foram determinantes para alcançar os objetivos desta pesquisa. Obrigada pela confiança depositada em mim ao longo deste percurso. Foi uma honra ter tido a oportunidade de aprender e crescer sob sua supervisão.

Agradeço profundamente a André e Arismar pela colaboração imprescindível na construção técnica deste projeto. Suas sugestões valiosas e discussões enriquecedoras ao longo desses anos foram fundamentais e moldaram a qualidade deste trabalho. A oportunidade de ter trabalhado ao lado de vocês foi uma experiência enriquecedora, e vejo em cada um de vocês um exemplo de competência e companheirismo.

Ao Professor Leonardo Adolfo, meu sincero agradecimento por sua colaboração e pelos vastos conhecimentos compartilhados com prontidão e generosidade, sem medir esforços para contribuir com o meu desenvolvimento. Tenho enorme admiração por sua competência ímpar e pela humildade que o acompanha, sendo sem dúvida, um exemplo a ser seguido.

Agradeço imensamente à Professora Lane Baccarini e ao Professor Paulo Lamim, que foram fundamentais para despertar em mim o desejo de pesquisa durante o mestrado, incentivando minha curiosidade e interesse pelo tema. Tenho profunda admiração pela postura profissional de ambos, que não só me orientaram com sabedoria, mas também se tornaram exemplos a serem seguidos. Mesmo à distância, sempre acompanharam com carinho meu processo ao longo dessa jornada.

Agradeço de coração à Flávia e Renata, com quem tive o privilégio de morar durante parte deste projeto. Nossa convivência foi marcada por alegria, companheirismo e momentos de aprendizado e crescimento pessoal que levarei para a vida toda. Para mim, o apartamento 103 não era apenas um lugar onde eu morava, mas um lar. O ambiente de acolhimento, respeito e apoio mútuo que cultivamos foi fundamental para que eu pudesse me dedicar plenamente ao desenvolvimento deste trabalho. Vocês foram parte essencial desta trajetória, e levo comigo com carinho as memórias que construímos juntas.

À Universidade Federal de Uberlândia e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pela oportunidade concedida, e à CAPES peço apoio financeiro ao longo dos anos.

À WEG pela valiosa parceria no desenvolvimento deste projeto de P&D. O ambiente de troca de ideias e a expertise técnica da WEG contribuíram de forma significativa para o sucesso do projeto, e por isso sou grata a todos os envolvidos.

A todos, o meu sincero

Muito Obrigado

"Você nunca saberá o quão forte é que tem até que ser forte seja a sua única opção."

Bob Marley

RESUMO

A Detecção de Falha (DF) em seu estado incipiente é essencial para evitar interrupções não programadas e garantir a disponibilidade e confiabilidade dos processos de produção. Com a evolução dos métodos de monitoramento de condições de dispositivos, é possível tomar decisões precisas baseadas em evidências, melhorando as estratégias de manutenção preditiva e gerenciamento de ativos, aumentando a disponibilidade dos equipamentos e lucratividade dos processos industriais. No entanto, apesar de certas aplicações industriais críticas empregarem motores de indução controlados em malha fechada, esta categoria de acionamento é a menos explorada na literatura no que se refere à DF. Além disso, neste tipo de acionamento o diagnóstico de falhas em seu estágio inicial é ainda mais desafiador do que em motores supridos pela rede ou mesmo por inversores operando em malha aberta. Neste contexto, este trabalho explora os mecanismos que influenciam as assinaturas da falha de Curto-Circuito Entre Espiras (CCEE) que dificultam o seu diagnóstico e apresenta uma revisão detalhada e abrangente do problema. Além disso, tem como objetivo o desenvolvimento de uma metodologia para a DF de maneira não invasiva de CCEE incipiente em motores acionados por Controle Orientado de Campo (FOC), assim como permitir monitorar a evolução da severidade da falha. Dentre as contribuições deste trabalho, tem-se a proposição de um índice de detecção baseado no conceito de energia da Transformada de Wavelet Discreta (DWT) e também de um método de seleção dos seus respectivos níveis de decomposição a serem utilizados na composição do índice de detecção de falha. Na metodologia de detecção proposta, são utilizados sinais de corrente do motor já medidos e empregados pela própria estrutura do controle. Os resultados, quando comparados aos derivados de um método existente na literatura, mostram que a técnica desenvolvida é eficaz para motores acionados com realimentação (FOC) e robusta com relação a ruídos e aos mecanismos de reação do controle, além de exigir baixo custo computacional. o que o torna atrativo para ser implementado no próprio conversor de frequência. Dessa forma, este trabalho traz contribuições ao tema de diagnósticos de falhas, monitoramento da condição de equipamentos, confiabilidade e gerenciamento de ativos.

Palavras-chave: Detecção de Falhas Elétricas, Curto-Circuito Entre Espiras, Transformada de Wavelet Discreta, Controle Orientado de Campo, Monitoramento de Condições, Gerenciamento de Ativos, Confiabilidade.

ABSTRACT

Fault Detection (FD) in its incipient stage is crucial for the prevention of unscheduled interruptions and to ensure the availability and reliability of production processes. With the advancement of condition-monitoring methods for devices, accurate evidence-based decisions are more tenable, while enhancing predictive maintenance strategies and asset management, which in turn increase equipment availability and industrial process profitability. However, even though certain critical industrial applications employ induction motors controlled in a closed-loop, this category of drives receives less attention in the literature concerning FD. Additionally, fault diagnosis in its early stages is even more challenging in such systems than in motors connected directly to the grid or open-loop inverters.

In this context, this work explores the mechanisms influencing fault signatures of Inter-Turn Short-Circuits (ITSC) that hinder the diagnosis of such short-circuits, as well as presenting a detailed and comprehensive review of the problem. Furthermore, this work aims to develop a non-invasive methodology for the FD of incipient ITSC in motors driven by Field-Oriented Control (FOC), as well as to enable monitoring of the fault severity evolution. Among the contributions of this study is the proposition of a detection index based on the energy concept of the Discrete Wavelet Transform (DWT) and a method for selecting the respective decomposition levels to be used in the composition of the fault detection index.

The proposed detection methodology utilizes motor current signals that have already been measured and employed by the control structure. The results, when compared to those derived from an existing method in the literature, demonstrate that the developed technique is effective for motors driven by FOC, robust to noise and control reaction mechanisms, and computationally inexpensive. This makes it attractive for implementation in frequency converters. This work thus contributes to the fields of fault diagnostics, condition monitoring of equipment, reliability, and asset management.

Keywords: Electrical Fault Detection, Inter-Turn Short-Circuit, Discrete Wavelet Transforms, Field-Oriented Control, Condition Monitoring, Asset Management, Reliability

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Custo médio, em dólares, por hora de inatividade de diferentes setores.	23
Figura 2 - Percentual de falhas na máquina de indução.	25
Figura 3 - Representação das falhas do estator.....	32
Figura 4 - Defeitos típicos dos enrolamentos do estator em MIs: a) Curto-circuito entre espiras da mesma fase; b) Curto-circuito entre enrolamentos; c) Curto-circuito entre o enrolamento e as extremidades das ranhuras do estator; d) Curto-circuito entre o enrolamento e o meio das ranhuras do estator; e) Curto-circuito nos condutores; f) Curto-circuito entre fases.	33
Figura 5 - Representação do campo girante do estator e Rotor sob as condições: a) sem falha; b) falha no estator.	36
Figura 6 - Representação dos enrolamentos trifásicos da máquina de indução com CCEE. ...	43
Figura 7 - Projeção do vetor γ de localização.	44
Figura 8 - Diagrama de blocos genérico do acionamento FOC.	54
Figura 9 - Correntes do estator das fases A, B e C, considerando o motor acionado por: a) tensões senoidais. b) conversor operando em MA. c) conversor operando em MF.....	55
Figura 10 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.	56
Figura 11 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.....	56
Figura 12 - Espectro, em decibéis, da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.	57
Figura 13 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 3 Hz em vazio.	58
Figura 14 - Espectro, em decibéis, da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 3 Hz em vazio.	58
Figura 15 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado com conversor em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.	59
Figura 16 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado com conversor em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.	60
Figura 17 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado com conversor em MA, operando a 3 Hz em vazio.....	60
Figura 18 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado com conversor em MA, operando a 3 Hz em vazio.	61

Figura 19 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm e com carga nominal.	63
Figura 20 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm e com carga nominal.	64
Figura 21 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado por FOC, operando a 90 rpm em vazio.	65
Figura 22 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado por FOC, operando a 90 rpm em vazio.	66
Figura 23 - Banco de filtros e processo de decomposição multiresolução efetuado pela DWT.	71
Figura 24. Decomposição de um sinal de corrente via DWT sem falha (preto) e com 6%CCEE (azul): a) Sinal de corrente; b-i) Componentes de detalhe (d1 a d8); j) Componentes de aproximação (a8).	75
Figura 25 - Energia da DWT: Motor acionado por conversor em MA, operando a 60 Hz com carga nominal.	76
Figura 26 - Energia da DWT: Motor acionado por conversor em MA, operando a 60 Hz em vazio.	77
Figura 27 - Energia da DWT: motor acionado por conversor em MA, operando a 3 Hz em vazio.	79
Figura 28 - Energia da DWT: motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm com carga nominal.	81
Figura 29 - Energia da DWT: motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm em vazio.	82
Figura 30 - Energia da DWT: motor acionado por FOC, operando a 90 rpm com carga nominal.	83
Figura 31 - Energia da DWT: motor acionado por FOC, operando a 90 rpm em vazio.	84
Figura 32 - Distribuição da energia DWT da corrente de estator da fase A do MI sem falha, para diferentes velocidades do acionamento (1700, 1080, 540 e 90 rpm): a) carga nominal; b) sem carga.....	92
Figura 33 - Distribuição da energia DWT da corrente de estator da fase A do MI sem falha, para diferentes condições de carga (100%, 60%, 30% e Sem Carga): a) 1700 rpm carga nominal; b) 90 rpm.....	94
Figura 34 - Distribuição de energia da DWT da corrente de estator da fase A do MI, sem falha e com falha (1% e 6% de CCEE) para diferentes condições de operação: a) 1700 rpm e carga nominal; b) 90 rpm e carga nominal; c) 1700 rpm e sem carga; d) 90 rpm e sem carga.	95

Figura 35 - Fluxograma da seleção de níveis da decomposição DWT.	101
Figura 36: Foto da bancada de teste: [1] motor de indução modificado; [2] máquina de indução operando como gerador; [3] sistema de acionamento das máquinas, composto por dois conversores de frequência e um CLP.	105
Figura 37: Foto parcial da bancada: conjunto de máquinas de indução acopladas e fixadas à base.	106
Figura 38. Foto parcial da bancada: placa de acrílico com os bornes para o acesso às derivações do enrolamento e estabelecimento do curto-circuito entre espiras.....	107
Figura 39. Esquema ilustrativo dos enrolamentos do estator da máquina modificada com as derivações.	107
Figura 40. Foto parcial da bancada: a) sistema de acionamento; b) conversores; c) IHM em estado inicial.....	109
Figura 41. Foto parcial da bancada: circuito de aquisição de sinais.....	110
Figura 42 - Correntes do estator das fases A, B e C, considerando o motor: a) sem falha; b) com 1% de CCEE; c) com 6% de CCEE.	111
Figura 43 - Espectro da corrente de alimentação do motor operando com carga nominal a 1800 rpm.....	113
Figura 44 - Espectro, em decibéis, da corrente de alimentação do motor com carga nominal a 1800 rpm.....	113
Figura 45. Decomposição de um sinal de corrente via DWT sem falha (preto) e com 6% de CCEE (azul): a) Sinal de corrente; b-i) Componentes de detalhe (d1 a d8); j) Componentes de aproximação (a8).	115
Figura 46 - Energia da DWT: fases A, B e C do motor operando a 1800 rpm a vazio (respectivamente, a, b, c) e fases A, B e C com carga nominal (d, e, f, respectivamente).....	117
Figura 47 - Energia da DWT: fases A, B e C do motor operando a 900 rpm a vazio (respectivamente, a, b, c) e fases A, B e C com carga nominal (d, e, f, respectivamente).....	120
Figura 48 - Energia da DWT: fases A, B e C do motor operando a 90 rpm a vazio (respectivamente, a, b, c) e fases A, B e C com carga nominal (d, e, f, respectivamente).....	122
Figura 49 – Circuito de aquisição de sinais.....	128
Figura 50 – Aquisição com a Saleae e a placa de comissionamento - Correntes do estator das fases A, B e C, considerando o motor: a) sem falha; b) com 1% de CCEE; c) com 6% de CCEE.	128
Figura 51 – Fluxograma do algoritmo adaptativo para a seleção dos parâmetros da decomposição DWT.	131

Figura 52 – Fluxograma da metodologia de detecção do CCEE.....	133
Figura 53 – Índice Gama para detecção de CCEE.	135
Figura 54 – Índice Beta para a detecção de CCEE.....	141
Figura 55 – Operação com controle V/f: Índice Gama para detecção de CCEE.....	145
Figura 56 – Operação com controle FOC: Índice Gama para detecção de CCEE.	146
Figura 57 – Operação com controle V/f: Índice Beta para detecção de CCEE.....	150
Figura 58 – Operação com controle FOC: Índice Beta para detecção de CCEE.	151
Figura 59 – Aquisição com o osciloscópio + <i>protoboard</i> , e Saleae + placa de comissionamento: Correntes do estator das fases A, B e C, considerando o motor sem falha (esquerda) e com 6% de CCEE (direita).	159
Figura 60 – Operação com controle V/f: Índice Gama (esquerda) e Beta (direita) para detecção de CCEE.	160
Figura 61 – Operação com controle FOC: Índice Gama (esquerda) e Beta (direita) para detecção de CCEE.	161
Figura 62 – Índice Beta: 1% de CCEE na fase A localizados no início e final da bobina, respectivamente: falha i – 2A-5A (esquerda) e falha ii 47B-50B (direita)	167
Figura 63 – Índice Beta: 1% de CCEE entre o início e o final de bobinas da fase A e no final de uma bobina da fase C, respectivamente: falha iii – 50B-3A (esquerda) e falha iv 47C-50C (direita).	167
Figura 64 – Índice Beta: 1,33% de CCEE em fases diferentes com localizações equivalentes, respectivamente: falha v – 43C-47C (esquerda) e falha vi 43B-47B (direita).	168
Figura 65 – Índice Beta: 2% de CCEE no início e no final de bobinas com passo 6 e 8, respectivamente, da fase A e falha no início da bobina de passo 6, respectivamente: falha viii – 1A-7A (esquerda) e falha vii 47B-3A (direita).	168
Figura 66 – Índice Beta: 3% de CCEE na fase B localizados em grupos diferentes com uma bobina e duas bobinas, respectivamente: falha ix - 41F-50F(esquerda) e x - 1D-10D (direita)	169
Figura 67 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro <i>fator</i> empregados para definir a qualidade do sinal utilizado na DWT.....	173
Figura 68 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro <i>fatorNºCiclos</i> , empregado para definir a qualidade do sinal utilizado na DWT.	178
Figura 69 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro <i>fatorfs_desejada</i> , empregado para definir a qualidade do sinal utilizado na DWT.	178
Figura 70 – Distribuição da energia DWT da corrente das fases A, B e C do motor com 2% e	

6% de falha, considerando diferentes parâmetros para determinar o sinal a ser utilizado nas análises.	179
Figura 71 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro <i>fator</i> , empregando a wavelet-mãe Haar.	183
Figura 72 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro <i>fatorfs_desejada</i> , empregando a wavelet-mãe Haar.	183
Figura 73 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro <i>faor</i> empregando o método de seleção de níveis modificado.	184
Figura 74 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro <i>fatorfs_desejada</i> empregando o método de seleção de níveis modificado.	185

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros da máquina de indução utilizada na simulação.	54
Tabela 2 - Condições operacionais simuladas.	54
Tabela 3 - Limiares Superior e Inferior dos níveis de detalhes.	74
Tabela 4 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha: motor acionado por conversor em MA, operando a 60 Hz, em vazio e com carga nominal.	78
Tabela 5 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha: motor acionado por conversor em MA, operando a 3 Hz em vazio.	80
Tabela 6 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha: motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm em vazio e com carga nominal.	82
Tabela 7 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha: motor acionado por FOC, ...	84
Tabela 8 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha.	85
Tabela 9 - Condições operacionais simuladas.	91
Tabela 10 - Níveis considerados para cada condição de operação.	96
Tabela 11 - Diferença Percentual entre as condições sem falha e 6% de CCEE.	96
Tabela 12 - <i>Skewness</i> da distribuição de energia da DWT da fase A.	98
Tabela 13 - <i>Kurtosis</i> da distribuição de energia da DWT da fase A.	98
Tabela 14 - Diferenças de energia entre os níveis subsequentes da DWT para 6% de CCEE.	99
Tabela 15: Análise Assintótica do custo computacional do método de seleção <i>CompSeq</i>	102
Tabela 16: Análise assintótica do custo computacional do método de seleção <i>CompSeq</i> compacto.	102
Tabela 17 - Parâmetros da máquina de indução utilizada na simulação.	105
Tabela 18. Localização e derivações das espiras extraídas do motor.	108
Tabela 19. Modos de operação do motor.	109
Tabela 20. Severidades da falha e condições operacionais consideradas nos testes experimentais.	111
Tabela 21 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 1800 rpm em vazio.	118
Tabela 22 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 1800 rpm com carga nominal.	118
Tabela 23 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 900 rpm em vazio.	121
Tabela 24 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 900 rpm com carga nominal.	121

Tabela 25 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 90 rpm em vazio.....	123
Tabela 26 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 90 rpm com carga nominal.	123
Tabela 27 – Pontos de operação considerados nas simulações e nos testes práticos.	127
Tabela 28 – Severidade da falha considerada nos testes práticos.....	127
Tabela 29 – Níveis da DWT Selecionados.....	132
Tabela 30 – Relação de distanciamento entre os índices Gama.	137
Tabela 31 – Relação de distanciamento entre os índices Beta.	142
Tabela 32 – Percentual de acerto do método de DF proposto: Gama X Beta.	143
Tabela 33 – Operação com controle V/f: Relação de distanciamento entre os índices Gama.	147
Tabela 34 – Operação com controle FOC: Relação de distanciamento entre os índices Gama.	148
Tabela 35 – Operação com controle V/f: Relação de distanciamento entre os índices Beta.	152
Tabela 36 – Operação com controle FOC: Relação de distanciamento entre os índices Beta.	152
Tabela 37 – Percentual de acerto do método de DF proposto: Gama X Beta e FOC X V/f.	154
Tabela 38 – Percentual de acerto do método de DF proposto: Gama X Beta e FOC X V/f – Aquisição com osciloscópio e protoboard.....	162
Tabela 39 – Percentual de acerto do método proposto com relação ao índice de detecção aplicado, ao tipo de acionamento e ao sistema de aquisição utilizado/simulação.....	163
Tabela 40 – Severidades da falha em diferentes posições considerada nos testes práticos....	165
Tabela 41 – Percentual de acerto.	165
Tabela 42 – Condições de variação dos parâmetros ordem e fator avaliados.	170
Tabela 43 – Percentual de acerto considerando ordem = 3 e variando o fator.....	171
Tabela 44 – Percentual de acerto considerando ordem = 5 e variando o fator.....	171
Tabela 45 – Percentual de acerto considerando ordem = 7 e variando o fator.....	172
Tabela 46 – Percentual de acerto considerando ordem = 9 e variando o fator.....	172
Tabela 47 – Condições de variação dos parâmetros ordem, fatorfs_desejada e fatorNºCiclos avaliados.	173
Tabela 48 – Percentual de acerto considerando ordem = 7, fatorfs_desejada = 7 e variando-se fatorNºCiclos.	174
Tabela 49 – Percentual de acerto considerando ordem = 7, fatorNºCiclos = 7 e variando-se	

fatorfs_desejada.	174
Tabela 50 – Percentual de acerto considerando ordem = 7, fatorfs_desejada = 3 e variando-se fatorNºCiclos.	174
Tabela 51 – Percentual de acerto considerando ordem = 7, fatorNºCiclos = 3 e variando-se fatorfs_desejada	175
Tabela 52 – Percentual de acerto considerando ordem = 3, fatorfs_desejada = 3 e variando-se fatorNºCiclos.	175
Tabela 53 – Percentual de acerto considerando ordem = 3, fatorNºCiclos = 3 e variando-se fatorfs_desejada	175
Tabela 54 – Percentual de acerto considerando ordem = 5, fatorfs_desejada = 1 e variando-se fatorNºCiclos.	176
Tabela 55 – Percentual de acerto considerando ordem = 5, fatorNºCiclos=1 e variando-se fatorfs_desejada	176
Tabela 56 – Percentual de acerto considerando ordem = 3, fatorfs_desejada = 1 e variando-se fatorNºCiclos.	176
Tabela 57 – Percentual de acerto considerando ordem = 3, fatorNºCiclos=1 e variando-se fatorfs_desejada	177
Tabela 58 – Frequência de amostragem e os limiares superior e inferior dos níveis de detalhes nas três configurações de parâmetros para determinar o sinal a ser utilizado nas análises.	180
Tabela 59 – Condições com percentuais de acerto e parâmetros de aquisição aceitáveis.....	187

LISTA DE ABREVIACÕES

ABB	Asea Brown Boveri
CCEE	Curto-Circuito Entre Espiras
CN	Carga Nominal
CompSeq	Componente Sequencial
CSN	Componente de Sequência Negativa
CSP	Componente de Sequência Positiva
CV	Controle Vetorial
DF	Detecção de Falha
DP	Diferença Percentual
DSP	Digital Signal Processor
DTC	Direct Torque Control
DWT	Discrete Wavelet Transform
EPRI	Electric Power Research Institute
FEM	Finite Element Method
FFT	Fast Fourier Transform
FOC	Field Oriented Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistors
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristors
MA	Malha Aberta
MCSA	Motor Current Signature Analysis
MF	Malha Fechada
MI	Motor de Indução
MLA	Magnetic-Loop Antenna
MMF	Magnetomotive Force
MRA	Multiresolution Analysis
PI	Proporcional Integral
SC	Sem Carga
SF	Sem Falha
STFT	Short Time Fourier Transform
SVM	Support Vector Machine
SV-PWM	Space Vector Pulse Width Modulation
Tn	Torque Nominal

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1	21
INTRODUÇÃO	21
1.1 Objetivos da Tese	27
1.2 Contribuições da Tese.....	28
1.3 Estrutura do Texto	29
CAPÍTULO 2	31
TÓPICOS PRELIMINARES RELACIONADOS À DETECÇÃO DE FALHA EM MOTORES DE INDUÇÃO	31
2.1 Conceitos Gerais Sobre O Curto-Circuito Entre Espiras	31
2.2 Modelagem de Motores com a Inclusão de Falhas Entre Espiras	37
2.2.1 Modelos Baseados em Elementos Finitos (FEM)	37
2.2.2 Modelos Baseados na Teoria da Função de Enrolamento	39
2.2.3 Modelos Baseados em Circuito Elétrico Equivalente	40
2.2.4 O Modelo Selecionado para o Presente Estudo.....	41
2.2.5 Modelo da MI com Falha em Coordenadas <i>qd0</i> (NGUYEN et al., 2015).....	43
2.3 Técnicas de Processamento de Sinais Empregadas na Detecção de Falha	45
2.3.1 Transformada de Fourier/Análise Espectral	47
2.3.2 Transformada de Fortescue/Componentes Simétricas	49
2.3.3 Transformada de Wavelet.....	50
2.3.4 Técnicas Híbridas e Outras Abordagens.....	50
2.4 Métodos Aplicados à Detecção de Falhas	51
2.5 Dificuldade Adicional na Detecção de Falha em Motores de Indução Acionados por Controle Orientado de Campo.....	52
2.5.1 Simulações dos Eventos de Falha para Diferentes Condições de Acionamento do Motor ...	53
2.5.2 Motor Conectado Diretamente à Rede	55
2.5.3 Motor Acionado por Conversor em Malha Aberta	59
2.5.4 Motor Acionado por Conversor em Malha Fechada	61
2.6 Conclusões.....	66
CAPÍTULO 3	68
FUNDAMENTOS E ANÁLISE DA TRANSFORMADA DE WAVELET PARA A DETECÇÃO DE FALHA	68
3.1 Introdução às Wavelets	68
3.2 Manifestação da Falha na Transformada de Wavelet Discreta	74

3.3.1	Motor Acionado por Conversor em Malha Aberta	76
3.3.2	Motor Acionado por Conversor em Malha Fechada	80
3.3	Conclusões.....	86
CAPÍTULO 4		89
ANÁLISE DA DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA E MÉTODO DE SELEÇÃO DE NÍVEIS		89
4.1	Considerações Gerais.....	89
4.2	Análise da Distribuição de Energia da DWT	91
4.3	Seleção dos Níveis de Decomposição da DWT	96
4.3.1	Método Baseado em Parâmetros Estatísticos e Regressão	97
4.3.2	Método de Comparação Sequencial das Energias	98
4.3.3	Método Compacto de Comparação Sequencial das Energias.....	100
4.4	Análise Preliminar do Custo Computacional	101
4.5	Conclusões.....	103
CAPÍTULO 5		104
MANIFESTAÇÃO EXPERIMENTAL DA FALHA NA TRANSFORMADA DE WAVELET		104
5.1	Descrição da Bancada Experimental	104
5.2	Manifestação Experimental da Falha	110
5.2.1	Análise da Transformada de Fourier	112
5.2.2	Análise da Distribuição de Energia da DWT	114
5.2.2.1	Motor Operando a 1800 rpm	115
5.2.2.2	Motor Operando a 900 rpm	119
5.2.2.3	Motor Operando a 90 rpm	121
5.3	Conclusões.....	124
CAPÍTULO 6		126
METODOLOGIA PROPOSTA E RESULTADOS OBTIDOS		126
6.1	Considerações Gerais.....	126
6.2	Determinação dos Parâmetros para a Transformada de Wavelet Discreta	129
6.3	Metodologia Proposta para a Detecção da Falha	132
6.3.1	Definição do Índice de Falha Gama - Apresentado em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021)..	134
6.3.1.1	Aplicação do Índice Gama	134
6.3.2	Definição do Índice de Falha Proposto - Beta	138
6.3.2.1	Aplicação do Índice Beta Proposto	140

6.3.3	Comparação Entre os Resultados Simulados	143
6.4	Resultados Experimentais.....	144
6.4.1	Índice Gama Aplicado ao Motor Acionado por Controle V/f e FOC.....	144
6.4.2	Índice Beta Aplicado no Motor Acionado por Controle V/f e FOC.....	149
6.4.3	Comparação Entre os Resultados Experimentais.....	153
6.5	Considerações Gerais Sobre os Resultados Obtidos	154
6.6	Conclusões.....	156
 CAPÍTULO 7		 158
 ANÁLISE DO DESEMPENHO DA METODOLOGIA.....		 158
7.1.	Impacto do ruído na Qualidade do Diagnóstico	158
7.2.	Detecção de Falhas Localizadas em Diferentes Posições do Enrolamento.....	164
7.3.	Assertividade do Método de Detecção VS. Qualidade do Sinal.....	169
7.3.1	Alternativas para a Solução do Problema em Discussão	182
7.3.2	Escolha dos Melhores Parâmetros para a Aquisição do Sinal.....	186
7.4.	Conclusões.....	188
 CAPÍTULO 8		 190
 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DO TRABALHO		 190
8.1.	Conclusões Finais.....	190
8.2.	Propostas de Continuidade do Trabalho	191
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		 194

INTRODUÇÃO

Os Motores de Indução (MI) são os tipos de motores elétricos mais empregados na indústria e representam a grande força motriz da maioria dos processos produtivos (GODOY et al., 2015). Tais motores podem ser encontrados em vários setores, como, por exemplo, marítimos, aeronáuticos, automobilísticos, usinas nucleares, aplicações militares, alimentícios, aparelhos domésticos e utilidades industriais (IMORU et al., 2017). Considera-se que mais de 90% dos motores instalados em todo o mundo são MI, de forma que seu impacto no consumo de energia elétrica é significativo. Estima-se que esses motores sejam responsáveis por aproximadamente 75% do consumo de energia das plantas industriais (FERNANDEZ-CAVERO et al., 2015).

O rápido desenvolvimento dos dispositivos semicondutores no âmbito da eletrônica de potência, tais como os IGBTs (*Insulated-Gate Bipolar Transistors*) e os IGCTs (*Integrated Gate-Commutated Thyristors*), juntamente com o avanço no campo dos microprocessadores, possibilitou desempenhos sem precedentes, permitindo eliminar componentes mecânicos tais como embreagens, caixas redutoras, válvulas reguladoras, etc., popularizando o acionamento dos motores com conversores de frequência e ainda gerando economia de energia nas indústrias (FERNANDEZ-CAVERO et al., 2017).

O controle simples em Malha Aberta (MA), baseado em operação constante de Volts por Hertz (V/f), denominado controle escalar, é uma das principais estruturas de acionamento utilizada nos MI (BOSE, 2002; PIRES, 2006), mas que não proporciona alta precisão e/ou rapidez no controle da velocidade (PIRES, 2006), impossibilitando o seu uso em aplicações que demandam elevado desempenho. Entretanto, ao longo dos anos, devido ao processo de automação industrial, a precisão e flexibilidade em condições transitórias (variações dinâmicas de velocidade e torque) desses MI em algumas operações tais como robôs industriais, sistemas de posicionamento, linhas de transporte, manipuladores industriais e esteiras de transporte, tornou-se uma necessidade (REGINATTO, 1993). Todavia, devido à estrutura do MI ter uma característica não linear e uma forte interação entre suas grandezas, o sistema para controle de torque e velocidade são bem mais complexos, por exemplo, do que de um motor de corrente contínua, onde o controle do torque é obtido controlando a magnitude da corrente de armadura (PUMA, 2010; REGINATTO, 1993).

O conceito de Control e Vetorial (CV) foi introduzido por Hasse em 1969 e Blaschke em 1972, originando-se, respectivamente, os métodos indireto e direto para a sua implementação. O objetivo

do CV é desacoplar o controle de torque e fluxo do motor de indução, transformando a característica não linear de torque do MI em uma relação linear. Com este desacoplamento, o MI pode ser operado sob fluxo constante de forma análoga ao motor CC com excitação independente (REGINATTO, 1993).

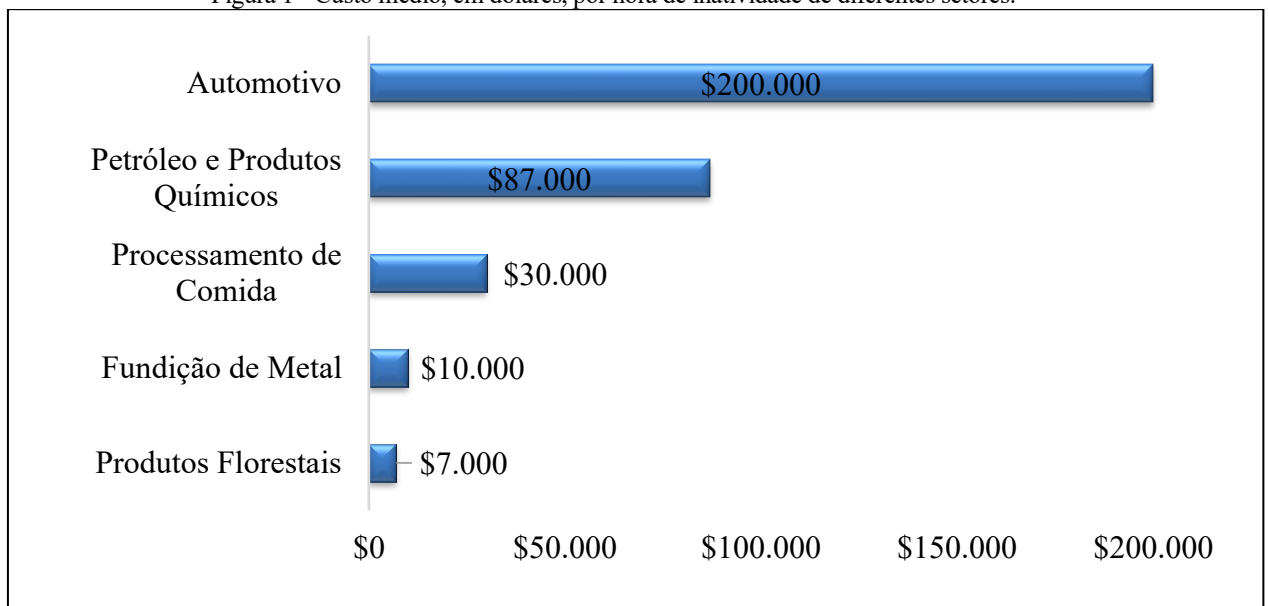
Uma das técnicas mais conhecidas de CV é o controle orientado de campo (*Field Oriented Control* - FOC). No FOC, o desacoplamento é alcançado referenciando os controles de torque e fluxo em um sistema de duas coordenadas ortogonais (eixos d e q). Esse controle necessita de um maior número de cálculos que a estrutura simplista do controle escalar; porém, o desacoplamento do controle de fluxo e velocidade (torque) apresenta enorme vantagens, tais como ótimo desempenho dinâmico (rápidas variações no torque eletromagnético produzido) e elevada relação torque/corrente, numa extensa faixa de velocidades (PEREIRA, 2014; REGINATTO, 1993).

As variações desse tipo de controle em relação à referência de orientação são: orientado no fluxo estatórico, orientado no fluxo rotórico e orientado no fluxo de entreferro. A orientação do fluxo de rotor é mais comumente utilizada devido à sua simplicidade de implementação, mas principalmente, em função do desacoplamento natural existente entre as componentes da corrente de entrada do motor responsáveis pela produção de fluxo e torque, após a transformação de coordenadas ($qd - abc$). Outra classificação deste controle diz respeito à forma como a informação do vetor associado ao fluxo da máquina é obtido. Neste caso, o mesmo pode ser classificado como direto (DFOC) ou indireto (IDFOC), através da utilização, respectivamente, de sensores de fluxo ou da aplicação de um equacionamento para obter a posição do fluxo do rotor, ou seja, o ângulo a ser utilizado nas transformações de coordenadas (KRAUSE et al., 2013).

O controle direto de torque, ou simplesmente DTC (*Direct Torque Control*), foi apresentado em 1985 por Takahashi (TAKAHASHI; NOGUCHI, 1986), sendo comercializado a partir de 1995 pela empresa ABB (*Asea Brown Boveri*). A implementação do DTC requer um controlador de histerese para o torque e um para o vetor de fluxo do estator, além da informação do setor no qual o vetor de fluxo do estator se encontra. Assim, a partir de uma estrutura de controle simples e operação robusta, o DTC pode controlar diretamente o torque e o fluxo, de forma a se obter uma resposta extremamente rápida do torque (CHEN, 2013; GASTALDINI, 2008; PINHEIRO, 2014; PUMA, 2010). Algumas variações desta estrutura de controle foram propostas, como, por exemplo, o DTC-SVM, onde a tabela dos vetores de chaveamento é substituída pela modulação SV-PWM (*Space Vector Pulse Width Modulation*). Comparado ao DTC clássico, o FOC apresenta algumas vantagens, como, por exemplo, menor *ripple* no torque produzido, menores perdas de chaveamento e frequência de chaveamento fixa (PEREIRA, 2014).

Os acionamentos de MI modernos, alimentados a partir de conversores de frequência, oferecem segurança e confiabilidade (WOLKIEWICZ; TARCHAŁA; KOWALSKI, 2015). No entanto, no ambiente industrial, há a preocupação constante de redução dos custos operacionais e de manutenção, além da maximização da disponibilidade dos equipamentos. Os prejuízos financeiros causados por falhas no motor e, conseqüentemente, interrupções no processo produtivo, são várias vezes muito elevados (MULLER et al., 1996). O custo médio por hora parada de diferentes setores indústrias é resumido na Figura 1.

Figura 1 - Custo médio, em dólares, por hora de inatividade de diferentes setores.



Fonte: Adaptado de (MULLER et al., 1996).

Esses custos podem ser significativamente reduzidos se a integridade do sistema for monitorada regularmente por meio da coleta periódica de dados de forma a maximizar a disponibilidade da frota de equipamentos (MOURTZIS et al., 2016). Assim, por meio da avaliação contínua da degradação do motor, é possível estabelecer e programar planos de manutenção preditiva, garantindo a eficiência do processo, minimizando o tempo de interrupção do processo de produção, evitando desperdício de material e manutenções corretivas não programadas, ou, até mesmo, em última análise, a substituição da máquina (BONNETT; YUNG, 2008; DINARDO; FABBIANO; VACCA, 2018).

Geralmente, as manutenções são programadas com base em cronogramas, as quais podem ser de longos períodos de tempo, como, por exemplo, semestrais ou anuais, já que ainda não há procedimentos de manutenções preditivas confiáveis disponíveis (LOISELLE; XU; VOLOH, 2018). Com foco predominante no capital das empresas e nas tecnologias de manutenções preditivas é

necessário o desenvolvimento de estratégias de monitoramento de condições cada vez mais baratas e eficientes. A manutenção baseada em condição é uma estratégia de acompanhamento que recomenda ações de inspeção com base nas informações coletadas por meio do monitoramento de condição dos ativos. As três etapas principais de um programa de monitoramento consistem em: *i*) aquisição de dados; *ii*) processamento dos dados; e *iii*) tomada de decisão de manutenção (JARDINE; LIN; BANJEVIC, 2006).

Com a evolução tecnológica promovida pela chamada “Indústria 4.0”, onde os componentes físicos da linha de produção e de *software* estão profundamente interligados, o monitoramento da produção pode ser realizado com base em algoritmos computacionais. Empregando-se técnicas de Detecção de Falha (DF), é possível se tomar decisões baseadas em evidências, proporcionando melhor confiabilidade, disponibilidade e otimização dos cronogramas de manutenção, consequentemente reduzir o número de desligamentos inesperados do sistema, priorizar a manutenção de ativos, melhorar o gerenciamento de peças de reposição e diminuir os custos de manutenção (CARVALHO et al., 2019; CULBERT; LETAL, 2017; LIANG; EDMOND; WANDERKHOE, 2017; LOISELLE; XU; VOLOH, 2018).

Neste sentido, o monitoramento baseado em condição tornou-se uma tarefa importante para engenheiros e pesquisadores, pois, com plantas industriais inteligentes, a eficiência da indústria em geral (mineração, ferrovias, agricultura, moinhos de extração de petróleo e acionamentos industriais em geral) é elevada ao máximo, permitindo resultados nunca vistos (CHOUDHARY et al., 2019).

Como bem se sabe, os MI são altamente confiáveis, eficientes em uma ampla faixa de velocidades e possui construção relativamente simples (sem escovas, anéis coletores ou comutadores), destacando-se pelo seu baixo custo em comparação a outros motores e pouca necessidade de manutenção. Mas apesar da sua robustez inerente, a qualidade da energia de alimentação do motor, os vários tipos de ambientes e condições hostis de operação aos quais podem ser expostos, contribuem para sua degradação e, consequentemente, comprometendo a durabilidade e o desempenho desses motores (CHOI et al., 2018).

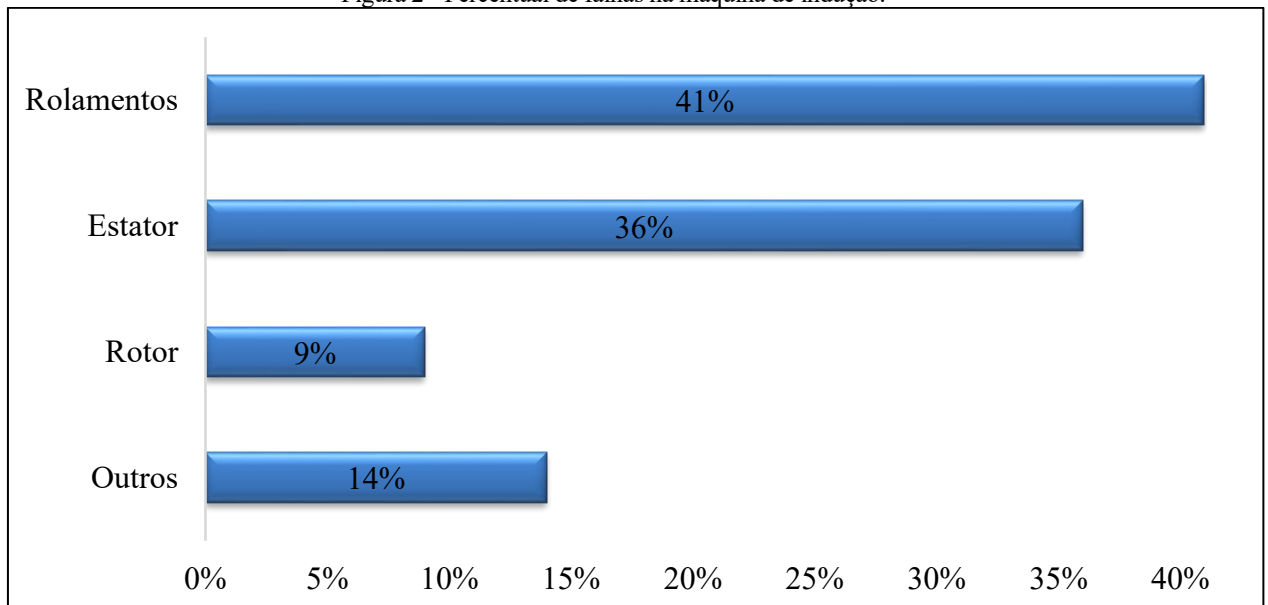
No sistema de monitoramento do acionamento de um MI, as principais categorias de falhas que devem estar presentes são: *i*) falha do estator; *ii*) falha de rolamento; *iii*) falha do rotor; *iv*) falha de excentricidade no entreferro; *v*) falha de desalinhamento do eixo e desbalanceamento; e *vi*) falha dos componentes eletrônicos de potência do sistema de acionamento. Além das falhas acima mencionadas, a sobrecarga térmica do motor requer atenção especial, pois é uma das principais causas de falhas nos MI (HENAO et al., 2014; KARMAKAR; AL., 2016; ZHANG et al., 2009).

Um estudo realizado pela General Electric Co. com apoio financeiro do *Electric Power*

Research Institute (EPRI), indicou claramente que as falhas relacionadas ao estator é a segunda falha mais frequente no MI, representando 36% do total de falhas estudadas (ALBRECHT et al., 1986; SINGH; AL KAZZAZ, 2003). Os percentuais de falha nas máquinas de indução são distribuídos como na Figura 2.

Se uma falha for detectada no estágio final do seu processo de degradação, as máquinas e os sistemas associados por elas podem ter sido afetados gravemente. Além disso, nesse caso, o tempo de vida útil restante estimado para o motor danificado pode não ser suficiente para uma tomada de decisão apropriada ou o planejamento de uma ação de manutenção efetiva. Portanto, a detecção de falhas incipientes nas máquinas elétricas é fundamental para a manutenção baseada em condições (CULBERT; LETAL, 2017; LIANG; EDOMWANDEKHOE, 2017; LOISELLE; XU; VOLOH, 2018).

Figura 2 - Percentual de falhas na máquina de indução.



Fonte: Adaptado de (ALBRECHT et al., 1986).

A maioria dos tipos de falhas pode ser evitada, ou pelo menos seus efeitos mitigados, detectando as falhas em seu estágio inicial e combinando a intervenção com uma manutenção adequada, aumentando a confiabilidade destes motores. Para conseguir isso, o operador deve ter informações precisas e oportunas sobre as condições de operações do motor e quais componentes precisam ser reparados ou substituídos (LOISELLE; XU; VOLOH, 2018). Com o avanço das tecnologias de sensores, eletrônica de aquisição de dados, microprocessadores, etc., a capacidade de identificar padrões característicos relacionados às condições de falha e a tendência da deterioração que eles indicam, podem ser identificadas de forma mais eficaz e ainda antecipada do que era possível a alguns anos atrás (CULBERT; LETAL, 2017).

A identificação do Curto-Circuito Entre Espiras (CCEE) em condições iniciais é reconhecida como uma das tarefas mais difíceis em termos de DF, visto que o impacto deste tipo de falha nas características operacionais do motor é pequeno. Não obstante, o tempo de tomada de decisão é crucial, uma vez que a gravidade dessa falha aumenta rapidamente, levando a uma avaria catastrófica. O interesse pelo diagnóstico de falhas, tem uma longa história de pesquisa apresentando resultados satisfatórios para a detecção de CCEE incipiente do estator, considerando os MIs conectados diretamente à rede (predominantemente) ou por meio de conversor de frequências atuando em MA (controle V/f) (ALI et al., 2020; CHERIF et al., 2020; CHOI et al., 2017; KHADER; CHAMPENOIS; TNANI, 2017; NAZEMI; GALLEHDAR; HAGHJOO, 2021; NGUYEN et al., 2017a, 2017b; TRACHI et al., 2017; TSYOKHLA; GRIFFO; WANG, 2018).

Como se sabe, em certas aplicações industriais críticas as respectivas cargas são acionadas por motores de indução controlados em Malha Fechada (MF). E neste caso, a DF é ainda mais desafiadora do que em MI supridos pela rede. Isto ocorre porque a estrutura do controle em MF modifica, ou mesmo oculta, as assinaturas das falhas, dificultando a sua identificação. Além disso, as alterações dinâmicas na frequência fundamental de operação adicionam complexidade à análise, já que os componentes harmônicos característicos da falha também dependem da frequência de acionamento. Por fim, devido à injeção harmônica proveniente do chaveamento, o espectro da corrente é rico em conteúdo harmônico, atrapalhando o processo de DF (BELLINI et al., 2000; BERZOY; MOHAMMED; RESTREPO, 2018; BRIZ et al., 2003; CRUZ; CARDOSO, 2004; TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2003; WOLBANK; LOPARO; WÖHRNSCHIMMEL, 2003).

Porém, o uso extensivo de controle realimentado para acionamento de MI, tem aumentado bastante o interesse da comunidade científica e dos fabricantes de motores e inversores sobre a possibilidade de DF neste tipo de sistema (BERZOY; ELDEEB; MOHAMMED, 2018; BERZOY; MOHAMMED; RESTREPO, 2018). Embora alguns estudos tenham sido conduzidos nos últimos anos voltados para a elaboração de índices para DF em motores alimentados por inversores que empregam controle em MF, ainda existam lacunas neste campo que precisam ser preenchidas e mais esforços são necessários para propor metodologias menos complexas e mais eficientes.

Com a crescente perspectiva de métodos de diagnóstico de falhas por meio de técnicas rápidas, não intrusivas e de alta precisão, além do gerenciamento de informações e plataformas de análise de dados, o monitoramento de condições de MIs sem intervenção humana possui um futuro promissor na indústria 4.0. Neste contexto, portanto, visando contribuir com os tópicos de monitoramento de condição, manutenção preditiva, confiabilidade de equipamentos e gerenciamento de ativos, este trabalho propõe uma nova metodologia para a detecção de falhas incipientes no estator

de motores de indução acionados por FOC, com foco em sua implementação no próprio conversor de frequência.

1.1 Objetivos da Tese

Este trabalho tem como objetivo a elaboração de uma metodologia para a detecção *on-line* e de maneira não invasiva do curto-circuito entre espiras em motores de indução, ainda em seu estágio inicial, assim como permitir monitorar a evolução da severidade da falha. O método é baseado no conceito de energia da Transformada de Wavelet Discreta (*Discrete Wavelet Transform* - DWT) e deve ser eficaz para motores acionados com controle orientado de campo, operando nas mais diversas condições de carga e velocidade. Ademais, deve ser robusto com relação a ruídos e aos mecanismos de reação do controle, além de exigir baixo custo computacional. Para tal, são empregados sinais de corrente do motor já medidos e utilizados pela própria estrutura do controle. Assim, o índice de detecção da falha poderá ser embutido no próprio DSP (*Digital Signal Processor*) do conversor de frequência, não necessitando de um equipamento adicional para o monitoramento e diagnóstico da condição da máquina.

Neste contexto, os objetivos específicos do trabalho podem ser definidos como a seguir detalhado.

- Uso de uma abordagem clara e didática para explorar os mecanismos que influenciam as assinaturas da falha de curto-circuito entre espiras, decorrentes das reações do controle vetorial, propiciando a sua compreensão.
- Investigação detalhada sobre a decomposição do sinal de corrente utilizando a DWT, assim como o comportamento da distribuição de sua energia. Tal análise auxilia o desenvolvimento do método de seleção a ser proposto, mostrando quais bandas são sensíveis à falha e como se comportam frente a variações da frequência de acionamento provenientes das condições de velocidade, carga e severidade da falha. Isso possibilita identificar a melhor estratégia para compor o método de seleção dos níveis de decomposição da DWT, cuja premissa é de que seja simples, eficaz e computacionalmente leve.
- Avaliação da técnica proposta de DF, tanto para o controle orientado de campo (FOC) quanto para o controle vetorial (V/f).
- Análise da metodologia de detecção de falha proposta com o MI operando sob uma ampla faixa de velocidades e cargas.

- Comprovação experimental da técnica proposta, inclusive realizar uma caracterização do desempenho método proposto com relação: (i) a localização da falha no enrolamento; (ii) ao impacto do ruído presente no sinal adquirido na qualidade do diagnóstico; (iii) a frequência de amostragem e do comprimento da janela do sinal analisado.

1.2 Contribuições da Tese

Frente ao exposto, para a detecção do CCEE incipiente utilizando a DWT, neste trabalho é proposto um método *on-line* e não invasivo, sem a necessidade de dados de treinamento ou informações prévias relativas ao motor. Esse trabalho apresenta contribuições conforme descritas a seguir.

- Investigação detalhada do comportamento da distribuição de energia no sinal de corrente, para diferentes condições de operação (carga, velocidade e severidade da falha).
- Proposição de uma técnica de seleção de níveis da DWT que serão usados para compor o índice de DF de acordo com cada condição operacional. Esta técnica é mais simples do que aquela utilizada em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021) e requer menos memória e esforço computacional sendo, portanto, mais apropriada para ser incorporada no próprio DSP do conversor de frequência.
- Proposição de um índice de falha, denominado Beta, o qual mantém uma formulação simples, porém é mais sensível ao CCEE incipiente e robusto às reações do controle FOC à falha do que o índice Gama, definido em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021) para aplicações no controle DTC (*Direct Torque Control*).
- Elaboração de uma estratégia para automatizar, de acordo com a frequência de acionamento do motor, a frequência de amostragem, o comprimento do sinal e o número mínimo de decomposições da DWT a serem utilizados na composição do índice de DF, de forma que o método exija o menor custo computacional e tempo de processamento.
- Estudo de caso para a análise da sensibilidade do índice de detecção proposto considerando o motor operando em baixas velocidades e carga reduzida. A operação em baixa velocidade é importante para a análise da DF, pois os efeitos da falha tornam-se mais sutis à medida que a velocidade de operação se reduz, visto que estes variam aproximadamente com a tensão aplicada aos terminais do motor.
- Avaliação do desempenho do método proposto tanto para motores submetidos ao controle FOC quanto ao controle escalar. Neste ponto, a metodologia será comparada com relação

a sua assertividade e robustez frente aos mecanismos de reação do controle à falha.

Nesse contexto, contribuindo para o tema de monitoramento de condição dos equipamentos, este trabalho colabora com o campo de manutenção preditiva, confiabilidade/disponibilidade de equipamentos e gestão de ativos, que são termos-chave em todas as aplicações do setor industrial.

1.3 Estrutura do Texto

No Capítulo 1, tem-se a importância do monitoramento de condições no contexto industrial a fim de proporcionar uma visão geral do contexto no qual o trabalho se enquadra, bem como relevância do tema proposto. Por fim, os objetivos e as contribuições desta tese foram apresentados

No Capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica acerca de:

- i) conceitos gerais relacionado à falha do estator abordando os principais estresses e mecanismos de degradação relacionados;
- ii) modelos matemáticos com a inclusão da falha entre espiras do estator, e a descrição do modelo assimétrico de CCEE implementado para as simulações computacionais deste trabalho;
- iii) técnicas de processamento de sinais adequados para a análise das correntes do motor quando acionado em MF, bem como os métodos de detecção de falhas;
- iv) por fim, uma discussão, sobre a dificuldade da DF em acionamento por fonte de tensão senoidal, conversores em malha aberta, e o controle realimentado.

No Capítulo 3, é apresentada uma introdução à DWT e simulações computacionais são realizadas para a análise da manifestação da falha nos diferentes níveis de decomposição.

No Capítulo 4, uma investigação de forma clara e detalhada sobre o comportamento da distribuição da energia da wavelet. Para tal, diferentes condições operacionais do motor são consideradas. Além disso, é proposto um método para seleção dos níveis da DWT a serem utilizados na composição do índice de DF, sem requerer treinamento ou conhecimentos prévios sobre o motor.

No Capítulo 5, é apresentada a descrição da bancada experimental e as primeiras medições experimentais, aplicando-se a DWT nos sinais de correntes coletados no motor modificado.

No Capítulo 6, são apresentados, juntamente com o detalhamento do método proposto, os resultados obtidos pelo método proposto e aos provenientes de um método de seleção de níveis da DWT já existente na literatura. Além disso, é realizada uma avaliação do desempenho do método proposto para motores acionados por duas estruturas diferentes de controle realimentado (FOC e V/f),

explorando o desempenho do método frente diferentes tipos de acionamentos.

No Capítulo 7, o desempenho da metodologia proposta é caracterizado com relação:

- i) ao impacto do ruído presente no sinal adquirido na qualidade do diagnóstico;
- ii) a localização da falha no enrolamento, entre eles início e final da bobina, fases diferentes grupos com uma e duas bobinas;
- iii) a assertividade do método de detecção em função da frequência de amostragem e do comprimento da janela do sinal analisada, a fim de definir seus valores ideais.

Por fim, o Capítulo 8 apresenta as conclusões gerais obtidas e, também, são expostas as derivativas de possíveis continuidades da pesquisa deste trabalho de doutorado.

TÓPICOS PRELIMINARES RELACIONADOS À DETECÇÃO DE FALHA EM MOTORES DE INDUÇÃO

Neste capítulo, será apresentado tópicos diversos sobre a detecção de falhas no estator do MI, partindo das considerações gerais relacionadas ao curto-circuito entre espiras do estator, bem como os principais mecanismos de degradação e as justificativas do porquê foram escolhidas como foco para este trabalho de doutorado. Posteriormente, será realizada uma extensa revisão bibliográfica no que diz respeito aos modelos matemáticos disponíveis na literatura que possibilitam a simulação do curto-circuito inicial entre espiras. Dentre as opções estudadas, será adoto aquele modelo que atende aos requisitos mínimos para as análises e ao mesmo tempo seja de implementação computacional relativamente fácil, necessitando apenas do conhecimento dos parâmetros do circuito equivalente do motor. Em seguida, será abordado sobre técnicas de processamento de sinais aplicadas à análise das correntes elétricas, e as diferentes abordagens empregadas na detecção de falhas em motores de indução.

Por fim, será realizado um estudo sobre a dificuldade da DF incipientes entre espiras, considerando desde o suprimento diretamente pela rede de energia como por conversores, operando tanto em malha aberta (controle V/f) como em malha fechada (controle orientado de campo). Sendo que, neste último caso, será mostrado como a estrutura de controle é capaz de reagir aos efeitos da falha para manter sua operação constante, dificultando a sua detecção.

2.1 Conceitos Gerais Sobre O Curto-Circuito Entre Espiras

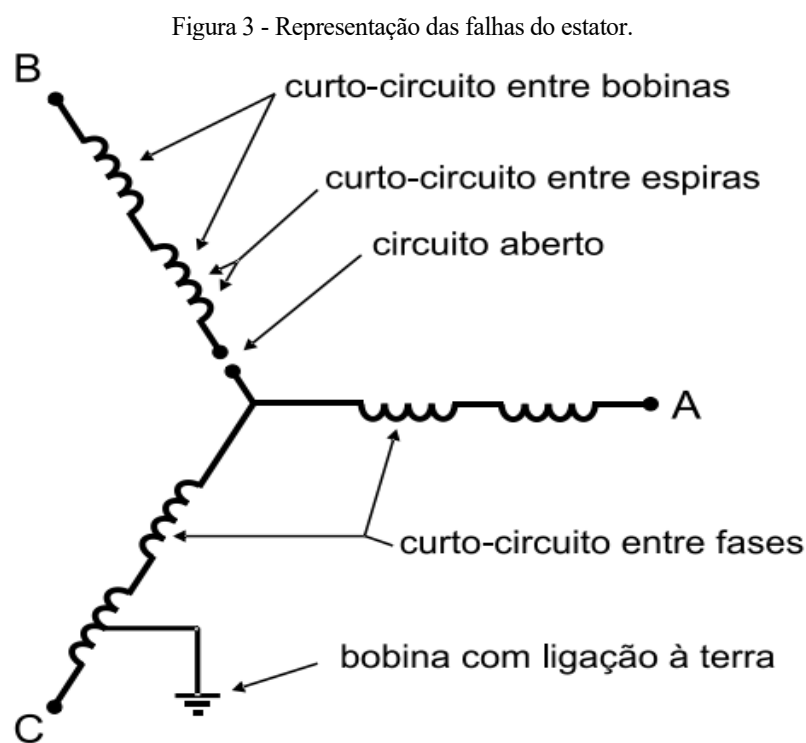
O processo da deterioração do isolamento do estator pode ser principalmente em consequência de: *i)* estresse térmico; *ii)* tensões elétricas; *iii)* estresse mecânico; e *iv)* condições ambientais (BONNETT; SOUKUP, 1992; HENAO et al., 2014; STONE et al., 2004). Os quais podem atuar simultaneamente na degradação do isolamento do estator (FROSINI; BASSI; GIROMETTA, 2012; GUEDES, 2018; STRANGES; STONE; BOGH, 2006). Quando os motores são acionados por inversores, a deterioração prematura do isolamento do enrolamento tende a ser acelerada devido aos repetitivos picos de tensão, de elevada magnitude e variação (alto dv/dt), impostos pela rápida comutação dos semicondutores de potência (CRUZ; CARDOSO, 2004; CULBERT; LLOYD; STONE, 2009; ELDEEB et al., 2019; FENGER; CAMPBELL; PEDERSEN,

2003).

As falhas nos enrolamentos do estator podem se manifestar de diferentes formas, como (SIDDIQUI; SAHAY; GIRI, 2014):

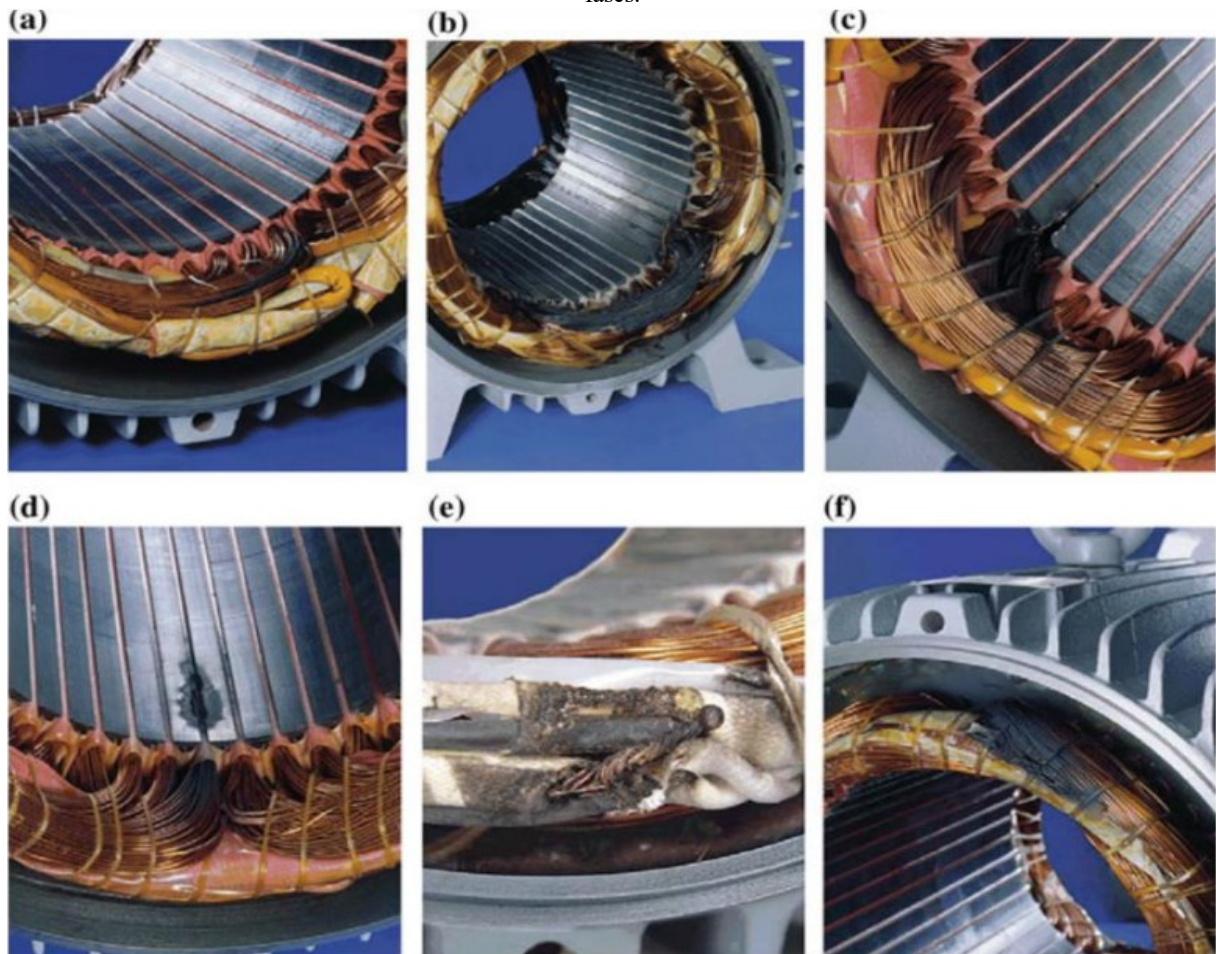
- curto-circuito entre espiras: caracterizado pelo contato entre duas ou mais espiras de uma mesma bobina;
- curto-circuito entre bobinas: quando ocorre o contato entre espiras de bobinas distintas de uma mesma fase;
- curto-circuito entre fases: caracterizado pelo contato entre espiras de fases diferentes;
- curto-circuito entre fase-terra: ocorre quando a corrente encontra um caminho de baixa impedância à terra, geralmente em virtude do contato direto do enrolamento com a carcaça, a qual deve ser apropriadamente aterrada;
- curto-circuito aberto: caracterizada pela ausência de continuidade elétrica em um enrolamento, possivelmente pelo rompimento de uma espira.

As Figuras 3 e 4 ilustram, respectivamente, de forma didática e num MI real, os diferentes tipos de falhas supracitados.



Fonte: Adaptado de (SIDDIQUI; SAHAY; GIRI, 2014).

Figura 4 - Defeitos típicos dos enrolamentos do estator em MIs: a) Curto-circuito entre espiras da mesma fase; b) Curto-circuito entre enrolamentos; c) Curto-circuito entre o enrolamento e as extremidades das ranhuras do estator; d) Curto-circuito entre o enrolamento e o meio das ranhuras do estator; e) Curto-circuito nos condutores; f) Curto-circuito entre fases.



Fonte: Retirado de (KARMAKAR; AL., 2016).

Dentre as falhas que podem ocorrer no estator, o curto-circuito entre espiras de uma mesma fase foi escolhida como foco deste trabalho pelas razões conforme resumidas adiante (BERZOY; MOHAMED; MOHAMMED, 2017; BONNETT; SOUKUP, 1992; BONNETT; YUNG, 2008; JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000; KARMAKAR; AL., 2016; ZHANG et al., 2011).

- Na maioria dos MIs comercialmente disponíveis, as bobinas são isoladas umas das outras nas ranhuras, bem como na região da extremidade do enrolamento. Portanto, o curto-circuito envolvendo poucas espiras da mesma bobina, que se inicia com a degradação do isolamento, são, geralmente, as falhas mais comuns e prováveis de ocorrer.
- O curto-circuito, resulta em sobreaquecimento, correntes desequilibradas e oscilação no torque, consequentemente, provocando vibrações mecânicas excessivas, aumento das perdas no motor e redução do rendimento.
- A corrente de curto-circuito (corrente que circula na parte do enrolamento afetada pela

falha) pode atingir o dobro da corrente de rotor bloqueado, causando aquecimento localizado. O calor excessivo, caso o curto entre espiras não seja detectado em seu estado inicial, acelera a sua evolução a um nível destrutivo, progredindo rapidamente para falhas mais graves, tais como curto-circuito entre bobinas, entre fases, fase e terra, e em casos mais graves, na perda do motor.

- A detecção incipiente do CCEE não é trivial e é reconhecida como uma das falhas mais cruciais e difíceis de se detectar, pois só faz sentido se for detectada precocemente. E, neste caso, o impacto nas características do motor é quantitativamente pequeno, podendo ser mascarado por desequilíbrios na tensão de alimentação, ruídos durante a aquisição de sinais, vibrações mecânicas e assimetrias entre fases inerentes ao processo de construção das máquinas elétricas.

De acordo com (NANDI; TOLYAT, 2002), o tempo entre o início da falha e a perda total da máquina depende de vários fatores, como, por exemplo, da severidade inicial da avaria, do tipo de enrolamento, da potência da máquina, da qualidade da tensão de alimentação, das condições ambientais, da carga aplicada ao motor, etc. Além do mais, a forma de atuação dos mecanismos de degradação também é um fator importante. Segundo (STONE et al., 2004), quando a forma de atuação é contínua, o tempo até que o motor atinja a deterioração total é proporcional ao período de exposição ao agente de degradação, mas quando a ação é temporária o intervalo de evolução da falha é proporcional à intensidade do estresse e ao número de vezes em que a ação ocorreu. Contudo, a questão sobre o tempo entre uma falha incipiente e outras mais graves ainda precisa ser respondida (SIDDIQUI; SAHAY; GIRI, 2017). O que se sabe, conforme (FROSINI; ZANAZZO; ALBINI, 2016), é que o CCEE evolui mais rapidamente em motores de baixa tensão. Nesse sentido, a detecção de um CCEE envolvendo poucas espiras de uma mesma fase, é de fundamental importância na área da manutenção preditiva para evitar danos irreversíveis ao motor, justificando o monitoramento de condições contínuo para a detecção precoce da falha.

Sob a presença de CCEE, o enrolamento da fase com falha possui menos espiras e, portanto, menor Força Magnetomotriz (*Magnetomotive Force* - MMF). Além disso, a MMF criada pela corrente que circula nas espiras em curto é oposta a aquela gerada pela corrente de fase na bobina acometida pela avaria. Deste modo, a falha irá provocar um distúrbio na densidade de fluxo magnético que atravessa o entreferro da máquina, causando uma modificação no seu espectro de frequências. Todavia, como os novos harmônicos do campo do entreferro, e, consequentemente, induzidas na corrente de estator, têm as mesmas frequências de ranhuras do rotor: $(1 \pm \lambda_{nb}(1 - s)/P)f$, onde

$\lambda = 1, 2, 3 \dots$; nb é o número de barras do rotor; P é o número de pares de polos; s é o escorregamento; e f a frequência da rede, elas não farão com que novas frequências apareçam nos espectros de fluxo magnético. Entretanto, são esperadas variações na amplitude dos componentes harmônicos de frequência relacionados as ranhuras do rotor (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000). A falha modifica a MMF do enrolamento da fase, bem como a indutância mútua entre essa fase e todos os outros circuitos da máquina (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000). Portanto, pode-se dizer que a presença de uma anormalidade no circuito do estator irá provocar modulações das amplitudes de correntes, da vibração, do fluxo magnético e de outras grandezas (BONNETT; YUNG, 2008).

Em consequência do CCEE, ocorre o desequilíbrio da impedância entre as três fases do motor e, como efeito imediato desta condição, há a circulação de uma Componente de Sequência Negativa (CSN) no enrolamento do estator, ou seja, produz um componente na frequência $-f$, e um leve aumento na Componente de Sequência Positiva (CSP) (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000). Como resultado da interação entre a CSN da corrente eléctrica e a componente fundamental do fluxo do estator, surge uma componente oscilatória no torque eletromagnético cuja frequência corresponde ao dobro da frequência de alimentação do motor ($2f$).

Segundo (HSU; MEMBER, 1995), os mecanismos de formação dos componentes harmônicos no torque associadas à falha no estator do MI é ilustrado na Figura 5. Onde s é o escorregamento, e $\omega_s = 2\pi f$, sendo f a frequência de alimentação.

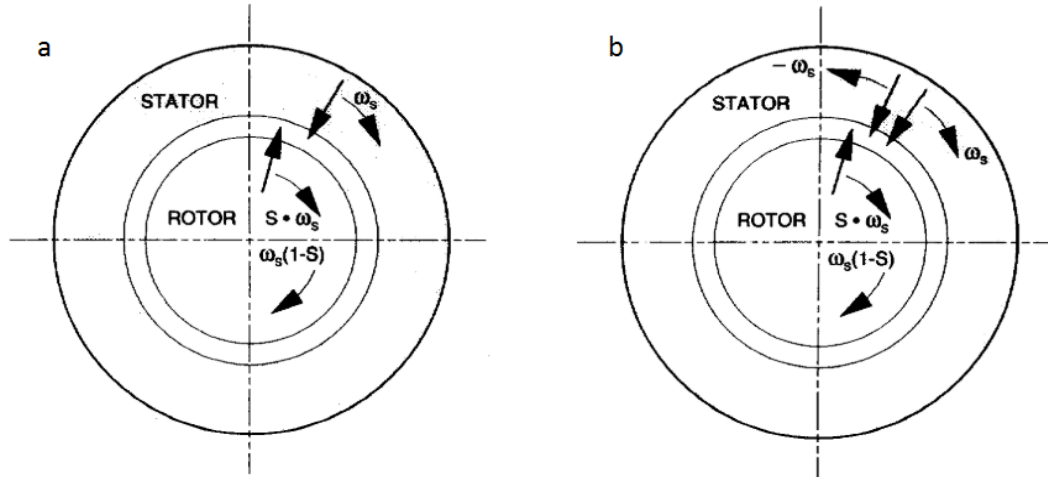
Na Figura 5a tem-se que, em operação normal, a velocidade angular do campo magnético girante do estator é ω_s , o campo magnético girante do rotor observado do rotor está a uma velocidade angular $s \cdot \omega$ e a velocidade angular do rotor é $\omega_s(1 - s)$.

A frequência angular do torque depende da posição relativa dos campos do estator e do rotor. Ou seja, a frequência angular do torque é derivada da velocidade relativa desses dois campos. Portanto, quando o motor está operando em condições normais, a frequência angular do torque deve ser zero, isto é, torque constante.

Frequência angular do torque

$$\begin{aligned} &= \text{vel. estator} - [\text{vel. rotor} + \text{vel. rotor observada do rotor}] \\ &= \omega_s - [\omega_s(1 - s) + s \cdot \omega_s] \\ &= 0 \end{aligned}$$

Figura 5 - Representação do campo girante do estator e Rotor sob as condições: a) sem falha; b) falha no estator.



Fonte: Retirado de (HSU; MEMBER, 1995).

A Figura 5b ilustra o MI com falha no estator (o que, neste caso, pode representar tensões de alimentação desequilibrada ou assimetria nos enrolamentos), nesta situação existe um campo magnético girante do estator no sentido horário e anti-horário, a uma velocidade angular $\pm \omega_s$, o campo magnético girante do rotor observado do rotor está a uma velocidade angular $s \cdot \omega$ e a velocidade angular do rotor é $\omega_s(1 - s)$.

Desse modo, o campo girante do estator no sentido horário é responsável por produzir o torque constante, como no caso do motor em condição Sem Falha (SF). Já a interação do campo girante no sentido anti-horário com o campo girante do rotor, produz um torque pulsante a uma frequência angular de $2\omega_s$, indicando uma avaria no estator do MI.

Frequência angular do torque

$$\begin{aligned}
 &= \text{vel. estator anti - horário} \\
 &= -[\text{vel. rotor} + \text{vel. rotor observada do rotor}] \\
 &= -\omega_s - [\omega_s(1 - s) + s \cdot \omega_s] \\
 &= -2\omega_s
 \end{aligned}$$

Esta oscilação do torque provocará uma oscilação na velocidade do rotor, que por sua vez, devido ao efeito *speed ripple* (FILIPPETTI et al., 1998), produz campos girantes nas frequências de $\pm 3f$ Hz, e nas demais frequências de ordem ímpar (porém em amplitudes menores), consequentemente, provocando modulações nesta mesma frequência na corrente elétrica do motor. Estabelecer uma relação entre a severidade da falha e a amplitude destes harmônicos na corrente elétrica não é simples, uma vez que as suas são dependentes da severidade da avaria e das condições

de operação do motor (CRUZ, 2004).

Em razão da complexa demonstração puramente matemática destes fenômenos, as análises realizadas nesta tese empregam simulações computacionais para o seu melhor entendimento e ilustração.

2.2 Modelagem de Motores com a Inclusão de Falhas Entre Espiras

Assim como na análise de inúmeros outros eventos, simulações computacionais da operação do motor são utilizadas como uma importante ferramenta de projeto e teste dos sistemas de Detecção de Falha (DF). Na literatura, é possível encontrar diversos modelos capazes de reproduzir o Motor de Indução (MI) em condições de Curto-Circuito Entre Espiras (CCEE), compreendendo metodologias relativamente simples até abordagens bastante complexas. Portanto, é essencial selecionar aquela que se mostre mais adequada para a aplicação desejada, satisfazendo os requisitos necessários para a análise em foco, mas que, ao mesmo tempo, mantenha a (relativa) simplicidade.

Os modelos dinâmicos clássicos baseados em circuitos, os quais descrevem as equações diferenciais do motor em coordenadas $qd0$, requerem o mínimo de esforço computacional. Já os modelos baseados no Método de Elementos Finitos (*Finite Element Method* - FEM) demandam tempo e esforço bem maiores para a sua elaboração, além de tempo de simulação igualmente mais elevado, embora possibilitem a representação de uma maior gama de fenômenos. Neste contexto, nesta seção é apresentada uma visão geral sobre os modelos matemáticos que potencialmente são candidatos ao tipo de análise em foco, assim como a escolha consubstanciada do modelo mais adequado para o desenvolvimento da pesquisa proposta. Cabe ressaltar que *software* Matlab/Simulink será aquele empregado para a implementação do modelo e o desenvolvimento das análises computacionais.

2.2.1 Modelos Baseados em Elementos Finitos (FEM)

Os modelos baseados em FEM oferecem elevada exatidão e têm a vantagem de levar em consideração a não linearidade do material magnético (curva de saturação) e a configuração dos enrolamentos, podendo ser útil para reproduzir o fenômeno do CCEE pelo fato de que a corrente de falha (a corrente que circula entre as espiras curto-circuitadas) pode provocar a saturação do fluxo (NGUYEN, 2018; PINEDA-SANCHEZ et al., 2018). Além disso, os modelos baseados em FEM podem ser aplicados a dispositivos de qualquer geometria, sendo, portanto, extremamente vantajosos

na representação da assimetria dos enrolamentos do estator provocada pela falha, assim como da assimetria inerente ao processo de construção do motor (NGUYEN, 2018). Em contrapartida, tais modelos demandam uma grande quantidade de informações do motor para o seu desenvolvimento e exigem elevado custo computacional (NGUYEN, 2018; PINEDA-SANCHEZ et al., 2018).

Em métodos de DF com abordagens baseadas em sistemas de dados ou em modelos, as amplitudes dos componentes harmônicos característicos da falha são comparadas com limiares previamente definidos ou com a saída do modelo da máquina, respectivamente (PINEDA-SANCHEZ et al., 2018). Em ambos os casos, é imprescindível o uso de uma modelagem de alta exatidão, como a FEM, por exemplo, seja para definir os valores limite de alarmes (SINGH et al., 2016) ou para desenvolver novos algoritmos de diagnóstico (GO et al., 2017). Modelos baseados em FEM são úteis, também, para ajudar na geração de dados para o treinamento de técnicas de inteligência artificial aplicadas à DF, como as Redes Neurais ((DUPRÉ; CREVECOEUR, 2014; SUN et al., 2017)), Máquinas de Vetores Suporte (*Support Vector Machine* - SVM) (YIN; HOU, 2016) e sistemas de Lógica Fuzzy (CHUDASAMA; SHAH; SHAH, 2016), evitando, desta forma, a difícil realização de experimentos em laboratório para a obtenção do conjunto de dados necessários para o treinamento e validação de técnicas inteligentes, reduzindo, portanto, o tempo e a dificuldade de implementação da técnica de DF (PINEDA-SANCHEZ et al., 2018).

Alguns pesquisadores afirmam que a incorporação da saturação no modelo da máquina auxilia na identificação dos harmônicos característicos associados à falha presentes nas correntes de linha (NANDI, 2004). Do mesmo modo, a contemplação dos harmônicos de ranhura do estator e do rotor pode trazer informações sobre a condição de CCEE do estator (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000). Deste modo, por permitir uma representação tão detalhada de um motor, modelos baseados em Elementos Finitos, além de auxiliar no desenvolvimento de técnicas de DF baseadas na extração de características (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2020b; JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000), possibilitam a análise de aspectos da falha de difícil observação em experimentos de laboratório, como a verificação dos componentes harmônicos característicos da falha no campo eletromagnético (ELDEEB; BERZOY; MOHAMMED, 2019), impacto do CCEE na perda de potência e no campo magnético do entreferro (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2020b) e o desempenho do motor sob falha (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2020a).

2.2.2 Modelos Baseados na Teoria da Função de Enrolamento

Algumas alternativas à modelagem baseada em FEM, com menor esforço computacional e ainda com a capacidade de representar o motor sem restrições de simetria, tanto do estator quanto do rotor, são os modelos analíticos da máquina de indução baseados no uso da teoria das Funções de Enrolamento (*Winding Function Theory*). Tais modelos, em essência, empregam uma abordagem de circuito magnético acoplado, levando a um sistema de equações diferenciais que regem o comportamento da máquina de indução. As expressões das diferentes indutâncias de magnetização e indutâncias mútuas são obtidas pelo uso da teoria das funções de enrolamento (HOUDOUIN et al., 2004).

A teoria da função de enrolamento baseia-se na distribuição espacial dos condutores. Este método consiste no uso de uma função característica do enrolamento, que pode ser determinada a partir da análise da distribuição dos condutores nas ranhuras da máquina, denominada “função de volta” (*Turn Function*) ou função de distribuição de condutores. A partir da determinação da mesma, pode-se determinar a Função de Enrolamento, que consiste na distribuição da força magnetomotriz por unidade de corrente que circula nos circuitos, ao longo da periferia interna do estator (CRUZ, 2004; FERREIRA, 2018).

Modelos baseados na Função de Enrolamento têm sido amplamente utilizados na representação do MI sob condições de falha (CRUZ, 2004; DEVANNEAUX et al., 2003; HOUDOUIN et al., 2004; NANDI, 2004), uma vez que possibilitam calcular as indutâncias para modelar o motor sem quaisquer restrições de simetria dos enrolamentos do estator ou do rotor (CRUZ, 2004), além de considerarem todos os harmônicos espaciais da máquina; mas por outro lado, negligenciam o efeito da saturação magnética na assinatura da falha (HOUDOUIN et al., 2004). Contudo, o modelo pode ser modificado ou estendido para incorporar a saturação do circuito magnético no cálculo das indutâncias e também outros fenômenos, tais como a inclinação e efeito pelicular nas barras do rotor e a largura dos condutores do estator e barras do rotor.

Modelos baseados na função de enrolamento apresentam um elevado nível de exatidão e detalhamento do motor, mas assim como aqueles baseados em FEM, requerem todos os parâmetros de projeto da máquina, como a quantidade de ranhuras do estator, ângulo de passo da bobina, número de espiras por bobina, número de barras do rotor, distribuição dos condutores do estator e do rotor, etc., o que torna difícil a sua aplicação. Contudo, oferecem uma boa relação de compromisso entre exatidão e tempo/esforço computacional. Tais modelos são mais adequados para simulações e análises dos fenômenos que ocorrem nas máquinas elétricas sob falhas, como a influência dos

aspectos construtivos da MI nas características representativas da falha (tal como analisado em (CRUZ, 2004), por exemplo), ao invés de propiciarem a geração e análise de índices para a detecção de falhas e implementação *on-line* dos métodos desenvolvidos (NGUYEN, 2018).

2.2.3 Modelos Baseados em Circuito Elétrico Equivalente

A abordagem analítica baseada em circuito equivalente traz como vantagem um equacionamento matemático mais simples. Entretanto, possui limitações como a representação da saturação magnética e outros efeitos não lineares presentes na máquina (NGUYEN, 2018). O modelo proposto em (TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2002) assume a indutância de dispersão como sendo linearmente dependente da severidade do CCEE, referencial da transformação para o eixo $qd0$ fixo no estator e considera a falha ocorrendo em uma única fase. Tal modelo contempla a redução das espiras da fase defeituosa de maneira proporcional ao número de espiras curto-circuitadas, resistência do circuito de falha e corrente de falha, trazendo vantagens sobre modelos propostos anteriormente em que o circuito de falha não tinha um significado físico completo (DUAN; ZIVANOVIC, 2012) ou que não consideravam o circuito da corrente de falha (CHANG; COCQUEMPOT; CHRISTOPHE, 2003). Tomando como base a abordagem apresentada em (TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2002), vários outros equacionamentos matemáticos similares foram propostos.

Uma das principais preocupações em qualquer modelagem fidedigna se refere à determinação dos seus parâmetros. O modelo do MI em espaço de estados baseia-se basicamente nas indutâncias de dispersão e magnetização. Por conseguinte, na tentativa de aprimorar a modelagem da indutância de dispersão considerada (em (TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2002)) linearmente dependente do percentual de espiras em curto-circuito), em (CRUZ; CARDOSO, 2005) tal parâmetro é considerado como sendo proporcional ao número de espiras em curto ao quadrado. Já em (BERZOY; MOHAMED; MOHAMMED, 2017) é proposta uma abordagem com uma formulação matemática mais rigorosa das indutâncias de dispersão do estator, na qual a dependência da indutância de dispersão do caminho de relutância formado pelas espiras em curto, é avaliado e assumido como $R_{ls1} = R_{ls2}$, porém diferentes de R_{ls} (onde: R_{ls1} , R_{ls2} e R_{ls} são, respectivamente, o caminho de relutância referentes as espiras que não estão em curto-circuito, as espiras em curto-circuito e do enrolamento total sem falha). Vale ressaltar que essa é uma suposição mais realista da representação física do motor com CCEE, do que a relação $R_{ls1} = R_{ls2} = R_{ls}$ consideradas pelos trabalhos precedentes.

Em relação ao referencial da transformação $qd0$ fixo no estator, (BACCARINI; DE

MENEZES; CAMINHAS, 2010) apresenta uma representação matemática generalizada para um referencial que gira a uma velocidade angular arbitrária. E ainda, no que diz respeito à fase de representação da falha, em (DE ANGELO et al., 2006) é proposta uma extensão da representação da falha na fase A, que permite considerar o CCEE em qualquer uma das fases do motor. Diferentemente de (DE ANGELO et al., 2006), em que um único vetor é usado para representar a severidade e a localização da falha, (NGUYEN et al., 2015) assume o uso de dois parâmetros separados descrever a severidade e a localização fase acometida pela falha.

2.2.4 O Modelo Selecionado para o Presente Estudo

Para desenvolver e testar uma técnica de detecção de falhas, o modelo deve permitir a simulação da falha nas diferentes fases da máquina e ainda em diferentes níveis de severidade e condições de operação do motor; um modelo dinâmico baseado na teoria de circuitos elétricos é suficiente para atender estes quesitos. Entretanto, modelos que têm por base as equações do motor possuem limitações e são baseados em um conjunto de suposições que devem ser levadas em consideração e analisadas durante o desenvolvimento de uma técnica de detecção de falhas.

Uma das dificuldades na detecção e diagnóstico de falhas, principalmente em estado ainda incipiente, é diferenciar os efeitos de fatores ambíguos a fim de evitar falsos diagnósticos. No caso do curto entre espiras, a assimetria inerente ao processo de construção e o desequilíbrio de tensão de suprimento representam os principais empecilhos. Por um lado, inversores geralmente têm as tensões de saída balanceadas, eliminando grande parte dos problemas do diagnóstico de falhas relacionados aos desequilíbrios da tensão de alimentação; contudo, o problema das assimetrias inerentes ao motor ainda estará presente. Como este problema é relevante para a detecção de falha incipiente e o modelo dinâmico assimétrico não o contempla em suas equações, uma possível alternativa é que os indicadores propostos para a detecção de falhas, caso não sejam imunes a tal ambiguidade, possam ser normalizados para determinar previamente o nível associado à assimetria inerente da máquina.

No que diz respeito à distribuição dos enrolamentos do motor, os modelos dinâmicos baseiam-se no pressuposto de que os mesmos apresentam uma distribuição senoidal. Como consequência, os harmônicos espaciais de ordem superior à primeira são ignorados (CRUZ, 2004). É de conhecimento comum que, sob a condição de curto-circuito, nenhuma nova frequência é gerada no espectro da corrente, sendo esperadas apenas alterações nas amplitudes dos harmônicos da ranhura do estator dadas por $\left(1 \pm \frac{\lambda_{nb}(1-s)}{p}\right) f$, já existentes em uma máquina íntegra. Ainda que estas componentes espectrais possam trazer informações acerca da falha, elas são também sensíveis a algumas outras

condições anormais da máquina, como fontes de tensão desbalanceadas ou condições de excentricidade (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000). Sendo assim, tais harmônicos não são comumente usados como um sinal específico da ocorrência de CCEE nos enrolamentos do estator. Além disso, devido à operação sob frequência variável do controle e ao ruído sobreposto ao sinal proveniente do chaveamento do conversor utilizado no acionamento, do ambiente industrial onde o motor está inserido e do próprio sistema de aquisição, utilizar o monitoramento das frequências de ranhura do estator é extremamente árduo ou até mesmo impossível de ser realizado na prática. Neste sentido, o fato de o modelo baseado em circuito não contemplar os harmônicos espaciais não acarretará maiores problemas no desenvolvimento do trabalho proposto, uma vez que a técnica proposta não se fundamentará diretamente no monitoramento destes componentes para a DF. Essa opção metodológica ocorreu, principalmente, pelo fato das alterações dinâmicas na frequência de acionamento e da extensa gama de harmônicos existentes no espectro da corrente elétrica, incluindo harmônicos de baixa frequência, dificultarem o processo de monitoramento das componentes harmônicas características da falha.

Outro fato relevante se refere às indutâncias consideradas no modelo da máquina. Uma modelagem mais exata da variação da indutância de dispersão com relação à falha proporciona uma melhor representação da corrente de defeito, principalmente para um elevado percentual de espiras em curto, em que há uma maior dispersão do fluxo, uma vez que as indutâncias de dispersão se tornam mais significativas (BERZOY; MOHAMED; MOHAMMED, 2017). Deste modo, modelagens matemáticas rigorosas das indutâncias do motor de fato são indispensáveis em casos onde falhas severas são consideradas para análise, as quais não serão estudadas neste trabalho. De acordo com (TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2002), a estimativa das indutâncias de dispersão que representam a falha de curto-circuito linearmente dependente da severidade do fator de severidade da falha é adequada para reproduzir a falha.

Por último, quando a severidade da falha considerada não é grave, não é necessário considerar o efeito da saturação do material ferromagnético, de forma que se pode evitar o uso de modelagens de alto custo computacional e tempo de simulação (NGUYEN, 2018). Portanto, como o objetivo desta pesquisa é desenvolver uma técnica para detecção de CCEE incipientes, um modelo baseado em circuito elétrico equivalente é suficiente para modelar adequadamente a falha.

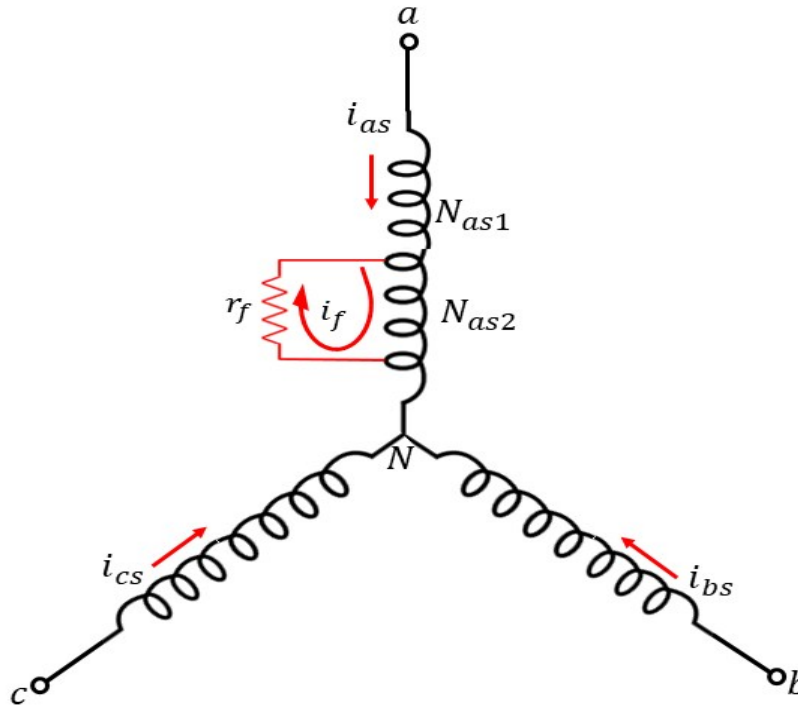
Neste contexto, o modelo baseado em circuito elétrico proposto em (NGUYEN et al., 2015) será usado no desenvolvimento e análise da estratégia de detecção da falha de curto-circuito do estator proposta neste trabalho. Uma breve descrição teórica do modelo selecionado é apresentada na sequência.

2.2.5 Modelo da MI com Falha em Coordenadas $qd0$ (NGUYEN et al., 2015)

A preferência pelo desenvolvimento do modelo assimétrico em coordenadas $qd0$ deve-se ao fato desta transformação eliminar a dependência do tempo das indutâncias presentes nas equações da máquina, que ocorre em circuitos elétricos em movimento relativo, e também pelo fato de propiciar, no caso de motores sem falhas, uma redução no número de sete equações diferenciais para apenas cinco (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1986). As etapas de transformação de coordenadas $abc - qd0$ para uma máquina de indução são detalhadamente apresentadas em (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 1986).

A representação do enrolamento do estator de um motor sob CCEE na fase A é ilustrada na Figura 6, onde i_f é a corrente de falha, r_f é a resistência de falha, N_{as1} são as espiras da fase A que não estão em curto-circuito e N_{as2} representa as espiras da fase A em curto-circuito; já i_{as} , i_{bs} e i_{cs} são as correntes de fase A, B e C, respectivamente.

Figura 6 - Representação dos enrolamentos trifásicos da máquina de indução com CCEE.



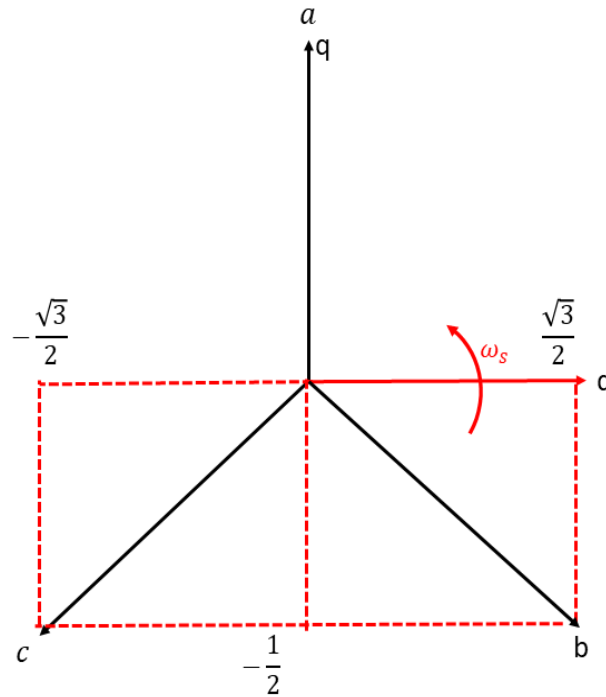
Fonte: Próprio autor.

De maneira similar ao modelo apresentado em (TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2002), as variáveis são consideradas no eixo de referência estacionário para a transformação de coordenadas, enquanto a indutância de dispersão das espiras em curto é assumida diretamente linearmente

dependente do percentual de espiras em curto, como μL_{ls} , sendo μ o fator de severidade, definido por $\mu = N_{as2}/N_{as}$. Cabe ressaltar que $N_{as} = N_{as1} + N_{as2}$ (número total de espiras do enrolamento).

A generalização da falha para qualquer fase do MI é definida pelo vetor de localização γ , cuja definição é baseada na projeção dos respectivos vetores das fases A , B , e C no eixo de coordenadas $qd0$, como representado na Figura 7. Neste sentido, para a consideração de falha na fase A , o vetor de localização é $\gamma = [1 \ 0]^T$; já para falha na fase B , tem-se $\gamma = \left[-\frac{1}{2} \ \frac{\sqrt{3}}{2}\right]^T$ e, para o caso da falha na fase C , $\gamma = \left[-\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\right]^T$.

Figura 7 - Projeção do vetor γ de localização.



Fonte: Próprio autor.

O diferencial do modelo de um motor de indução sem falha e de um outro com falha está no incremento nas equações originais do modelo dinâmico da máquina com termos representativos do efeito da falha (em termos de μ e i_f) e das equações que descrevem a tensão e o fluxo de dispersão referentes às espiras em curto-circuito. As equações do circuito do rotor são iguais àquelas do modelo tradicional simétrico. As principais equações do motor sob CCEE generalizado são apresentadas a seguir, sendo as partes destacadas em vermelho referentes aos termos adicionais ao modelo tradicional da máquina para representação do curto-circuito.

$$V_{qd0s} = R_s i_{qd0s} + \frac{d\lambda_{qd0s}}{dt} - \frac{2}{3}\mu R_s i_f \begin{bmatrix} \gamma^T & 1 \\ & 3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$0 = R_r i_{qd0r} + \frac{d\lambda_{qd0r}}{dt} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{qd0r} \quad (2)$$

$$\lambda_{qds} = L_s i_{qds} + L_m i_{qdr} - \frac{2}{3}\mu L_s i_f \gamma \quad (3)$$

$$\lambda_{qdr} = L_m i_{qds} + L_r i_{qdr} - \frac{2}{3}\mu L_m i_f \gamma \quad (4)$$

$$V_f = r_f i_f = \mu R_s (\gamma^T i_{qds} + i_{0s} - i_f) + \frac{d\lambda_f}{dt} \quad (5)$$

$$\lambda_f = \mu \gamma^T (L_s i_{qds} + L_m i_{qdr}) + \mu L_{ls} i_{0s} - \mu i_f \left(L_{ls} + \frac{2}{3} \mu L_m \right) \quad (6)$$

$$Te = \frac{3P}{4} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - \frac{P}{2} \mu L_m i_f + [\gamma(1) - \gamma(2)] [i_{dr} \ i_{qr}]^T \quad (7)$$

sendo:

$$L_s = L_{ls} + L_m$$

$$L_r = L_{lr} + L_m$$

Nas equações acima, V_{qd0s} são as tensões do estator nas componentes $qd0$; i_{qds} são as correntes do estator nas componentes $qd0$; λ_{qd0s} e λ_{qd0r} são os enlaces de fluxo do estator e rotor das componentes $qd0$; R_s e R_r são as resistências do estator e rotor; L_s e L_r são as indutâncias próprias do estator e rotor; L_{ls} e L_{lr} são as indutâncias de dispersão do estator e rotor; L_m é a indutância de magnetização; ω_r velocidade do rotor; i_f e r_f são a corrente e resistência de falha, respectivamente; V_f e λ_f são o enlace de fluxo e tensão nas espiras em curto-circuito, respectivamente; Te é o torque eletromagnético desenvolvido pelo motor e P é o número de polos do motor. Um maior detalhamento sobre essa modelagem pode ser encontrado em (NGUYEN et al., 2015).

2.3 Técnicas de Processamento de Sinais Empregadas na Detecção de Falha

A análise da assinatura da corrente do motor (*Motor Current Signature Analysis* - MCSA) constitui o método mais empregado na detecção de falhas em máquinas elétricas, por se tratar de um método não-invasivo, de baixo custo e que propicia bons resultados (RIERA-GUASP; ANTONINO-DAVIU; CAPOLINO, 2015).

Em condições incipientes, no entanto, o impacto da falha é muitas vezes imperceptível nas

formas de onda da corrente elétrica, de modo que técnicas de processamento de sinais são necessárias na extração de características da falha. Todavia, ainda que atributos mais susceptíveis ao CCEE possam ser obtidos, o impacto da falha pode ser mascarado pelo desbalanceamento entre as tensões de alimentação do motor, pela assimetria inerente ao processo de construção da máquina e pela presença de ruídos nos sinais de corrente medidos. Por conseguinte, a detecção do curto-circuito em condições iniciais não é uma tarefa simples, sendo inclusive reconhecida como uma das falhas mais cruciais e difíceis de identificar (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000; KARMAKAR; AL., 2016).

Neste contexto, diversos métodos vêm sendo utilizados na literatura para a determinação de características da falha, baseados, principalmente, na aplicação de transformações matemáticas nos sinais de corrente, como o *i)* uso da Transformada de Fourier na obtenção dos espectros de frequências dos sinais (PANDARAKONE; MIZUNO; NAKAMURA, 2016; SHARIFI; EBRAHIMI, 2011). Ainda que a falha de curto-circuito não crie novos harmônicos no espectro, como discutido em (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000), o aumento das componentes espectrais já existentes pode propiciar a detecção do CCEE. O *ii)* emprego da transformada de Fortescue na obtenção de componentes simétricas dos sinais, sendo que a existência da componente de sequência negativa pode indicar a presença do curto-circuito, uma vez que a falha ocasiona um desbalanceamento entre as fases da máquina (BOUZID; CHAMPENOIS, 2013); *iii)* aplicação da transformada de Park na decomposição da corrente do estator em componentes de eixo direto e em quadratura, as quais propiciam a identificação do CCEE por meio da constituição de padrões elípticos quando na condição de falha (MARQUES CARDOSO; CRUZ; FONSECA, 1999); *iv)* uso da transformada de Hilbert na obtenção de envelopes dos sinais de corrente, os quais transportam frequências características da falha (BATISTA et al., 2016); *v)* emprego da transformada de Karhunen-Loève na decomposição dos sinais de corrente em componentes principais, cujas variâncias aumentam na presença do curto-circuito (SARKAR; PURKAIT; DAS, 2021); *vi)* aplicação da transformada de wavelet na decomposição tempo-frequência, sendo que as variações da energia associada aos níveis da decomposição discreta possibilitam a detecção do CCEE (ALMOUNAJJED; SAHOO; KUMAR, 2021; CHERIF et al., 2020); dentre outros.

Todos os métodos supracitados apresentaram resultados promissores na detecção do CCEE incipiente, sendo o motor alimentado diretamente da rede ou por meio de conversor de frequências atuando em malha aberta (MA) (controle de velocidade V/f) (ALI et al., 2020; CHERIF et al., 2020; CHOI et al., 2017; KHADER; CHAMPENOIS; TNANI, 2017; NAZEMI; GALLEHDAR; HAGHJOO, 2021; NGUYEN et al., 2017a, 2017b; TRACHI et al., 2017; TSYOKHLA; GRIFFO; WANG, 2018). Entretanto, em parte das aplicações industriais o controle de velocidade do motor é

realizado em malha fechada (MF), situação em que a detecção da falha é ainda mais desafiadora. Neste caso, a estrutura do controle em MF tende a reagir para compensar parte dos efeitos causados pela falha, tornando o diagnóstico extremamente problemático. Além disso, as constantes alterações na frequência fundamental do acionamento e os harmônicos advindos do chaveamento no conversor dificultam a análise baseada nos espectros de frequência das correntes (BELLINI et al., 2000; BERZOY; MOHAMMED; RESTREPO, 2018; TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2003).

Desta forma, a técnica de processamento de sinais a ser aplicada na obtenção de características para a detecção do CCEE deve ser adequadamente avaliada caso o motor opere com controle de velocidade em MF. Além disso, as diferenças intrínsecas das estratégias de controle utilizadas – como, por exemplo, DTC (*Direct Torque Control*) e FOC (*Field Oriented Control*) – podem fazer com que um determinado atributo adequado para a DF em uma condição de controle não seja aplicável para outra. Ainda, métodos que possam ser embutidos no próprio conversor de frequências são desejáveis, uma vez que podem utilizar a própria estrutura do equipamento (sensores de efeito *hall* para medições das correntes, microcontrolador, etc) para implementação do método de detecção, não necessitando de equipamentos adicionais. Por fim, é também desejável que as características obtidas, em conjunto com o método de detecção propriamente dito, propiciem uma estimativa do grau de severidade da falha e da fase acometida pelo curto-circuito, facilitando a programação e realização das atividades de manutenção.

Com base no exposto, a seguir, será apresentada uma revisão de literatura acerca das principais técnicas de processamento de sinais aplicadas na extração da assinatura do CCEE para motores de indução acionados em MF. Posteriormente, é realizada uma breve análise das principais abordagens aplicadas na detecção da falha, isto é, na distinção entre as condições de operação normal e de curto-circuito.

2.3.1 Transformada de Fourier/Análise Espectral

Em (CRUZ; CARDOSO, 2004), a detecção do CCEE é realizada por meio do monitoramento do componente de 3º harmônico das correntes do estator do motor. Tal componente se manifesta em maior amplitude em virtude das ações do controle DTC para compensação das oscilações no torque ocasionadas pela falha, sendo que o controlador de fluxo introduz uma componente $3f$ no fluxo do estator nesta situação. Ainda que o monitoramento da terceira harmônica propicie a detecção do curto-circuito em estágio inicial, as assimetrias inerentes da máquina podem dificultar a análise e causar falsos-positivos, uma vez que levam ao aparecimento da terceira harmônica mesmo em motores com

enrolamentos saudáveis no estator. Além disso, uma vez que a componente $3f$ se manifesta nas correntes das três fases do motor em diferentes amplitudes, o grau de severidade da falha não pode ser adequadamente estimado sem que a fase de ocorrência seja conhecida a priori, situação encontrada na prática. Por conseguinte, sugere-se o uso das componentes d e q extraídas das correntes, método discutido na seção 2.3.4.

No trabalho de (WOLKIEWICZ et al., 2016), a análise espectral é realizada sobre sinais de corrente internos à estrutura de controle FOC direto. Neste sentido, foi observado que as componentes contínuas (f_{cc}) e $2f$ dos sinais de saída dos controladores PI (Proporcional-Integral) e das variáveis de desacoplamento podem ser utilizadas na identificação do CCEE. Em comparação com a componente $3f$ das correntes de estator, as componentes f_{cc} e $2f$ dos sinais internos da estrutura de controle apresentam maior sensibilidade à falha. Não obstante, é notado que a componente f_{cc} não é robusta às variações de carga e velocidade, isto é, seus valores variam com a variação destas grandezas, ainda que a quantidade de espiras em curto não se altere. A componente de segunda ordem apresenta ser imune às variações de carga, mas, em baixas velocidades, não apresenta correlação com a severidade da falha. Logo, nesta condição, o nível de severidade do curto-circuito não pode ser observado.

Em (BELLINI et al., 2000) é mostrado que a componente de segundo harmônico da corrente id (componente de eixo direto, advinda da transformada de Park) pode propiciar a identificação do CCEE em motores com controle FOC. É mostrado que tal componente é robusta aos parâmetros dos controladores e linearmente dependente do grau de severidade da falha. No entanto, a robustez quanto às variações da velocidade não é analisada. Além disso, apenas níveis elevados de curto-circuito são considerados (8% e 16% de espiras em curto) e a fase de ocorrência da falha não pode ser discriminada.

Um método não invasivo para detectar o CCEE em motores acionados por DTC, baseada na intensidade do fluxo magnético irradiado, é proposto em (ELDEEB; BERZOY; MOHAMMED, 2019). Esses autores utilizaram o espectro harmônico do fluxo de dispersão¹ para detectar o CCEE monitorando harmônicos de ordem superiores. Infelizmente, a técnica requer a instalação de sensores externos de laço magnético (MLA - *Magnetic-Loop Antenna*) que normalmente não são usados em uma planta industrial, adicionando custo e complexidade ao processo de monitoramento. Além disso, destaca-se o fato de que o ambiente em que o motor está operando pode comprometer a DF, que pode ser afetada por interferências externas devido ao uso de tais sensores.

¹ Este fluxo foi denominado pelos autores como *stray flux*

Além das desvantagens discutidas, uma séria limitação da análise espectral na detecção do CCEE diz respeito à não-estacionariedade dos sinais de corrente em condições de controle em MF, fato que impossibilita a correta estimação das componentes de frequência por meio da FFT (*Fast Fourier Transform*). Por fim, tem-se que a identificação do CCEE incipiente utilizando a técnica clássica de análise espectral da corrente de alimentação do motor é árdua, uma vez que elevados níveis de ruído podem estar sobrepostos ao sinal de corrente.

2.3.2 Transformada de Fortescue/Componentes Simétricas

As componentes de sequência negativa dos sinais de corrente e tensão do estator são utilizadas na identificação do CCEE em (TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2003). De acordo com os autores deste artigo, a CSN (*Componente de Sequência Negativa*) das tensões de alimentação também deve ser monitorada na detecção deste tipo de falha em motores acionados por FOC, uma vez que a assinatura da falha pode migrar da corrente para a tensão devido à tentativa do controle em compensar os efeitos da falha para inserir correntes simétricas na máquina. Isto ocorre devido à largura de banda do laço de velocidade, de modo que, quando a oscilação de $2f$ na velocidade é muito maior que esta largura de banda, o conversor, que se comporta como uma fonte de corrente controlada, é forçado a inserir CSN na tensão para injetar correntes simétricas no motor. De fato, os resultados mostram que, exceto em condições de baixa velocidade, a CSN das tensões melhor refletem a manifestação da falha. Todavia, tais componentes características são susceptíveis às não-idealidades inerentes da máquina e dos instrumentos de medição. Ademais, o método apresentado requer uma enorme quantidade de dados experimentais, com o motor operando sob diferentes condições de carga, velocidades e níveis de falha, para treinamento e teste da Rede Neural utilizada, o que seria extremamente exaustivo, e até impraticável, em aplicações comerciais.

Em (BERZOY; ELDEEB; MOHAMMED, 2019), os termos fora da diagonal principal da matriz de impedâncias de componentes simétricos (Z^{np}), estimados a partir de sinais de corrente e tensão do motor, são utilizados como variáveis características da falha para um motor em controle DTC. Em condições de CCEE, uma vez que o motor se torna assimétrico em um nível diferente do caso saudável, a divergência entre as impedâncias Z^{np} destas duas situações pode indicar a ocorrência da falha. Os resultados mostram que o indicador apresenta sensibilidade de detecção de até 1% de espiras em curto no estator, sendo robusto às variações de torque, ou seja, a impedância Z^{np} é afetada pelo grau de severidade da falha, mas não pelo torque da carga. Ainda, tal impedância apresenta correlação com o nível do curto-circuito, tendendo a aumentar quanto mais espiras são colocadas em

curto. Assim, é capaz de fornecer um indicativo do grau de severidade da falha. Contudo, o trabalho não examina a robustez da característica Z^{np} quanto às variações de velocidade do motor. Além disso, o parâmetro não é capaz de indicar a fase de ocorrência do CCEE, assim como distinguir este tipo de falha de outras que podem acometer os motores de indução. Por fim, sua complexidade de implementação é alta, visto que é necessário o conhecimento prévio da impedância do sistema para um MI íntegro (sem falhas) operando em diferentes velocidades e torque de carga.

Um indicador baseado em testes estatísticos de hipóteses sobre a componente de sequência negativa das correntes de estator é proposto em (ELBOUCHIKHI et al., 2019). Para o cálculo do indicador, o teste da razão de verossimilhança generalizado é aplicado na avaliação da hipótese de que as correntes de estator estão equilibradas, a partir da componente de sequência negativa. Pelos resultados é possível notar que o indicador é capaz de reconhecer a ocorrência da falha em controle FOC, a qual é simulada pela inserção de resistência/desequilíbrio em uma das fases do motor. Entretanto, a menor resistência considerada para simular o CCEE foi de 25% da resistência do estator, o que impossibilita a verificação do êxito deste método para falhas incipientes.

2.3.3 Transformada de Wavelet

Como forma de lidar com a não-estacionariedade dos sinais de corrente em condições de acionamento em MF, (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021) propõe o uso da energia associada aos níveis da decomposição dos sinais de corrente do estator pela DWT, sendo o nível que melhor reflete o CCEE determinado previamente pelo método de determinação de limiar de Otsu. Resultados promissores foram obtidos, de modo que a característica/energia calculada foi capaz de identificar a falha em condições iniciais, apresentado robustez às variações de carga e possibilidade de estimação do grau de severidade, além de determinar a fase de ocorrência. Ainda que a técnica proposta seja relativamente simples e viável de ser implementada na prática, e ainda que resultados promissores tenham sido alcançados, uma verificação dos atributos obtidos quanto às variações de velocidade não foi realizada, fato importante para aplicação do método, uma vez que a frequência dos sinais impacta diretamente na realização da decomposição pela DWT. Outrossim, a aplicabilidade da técnica em outras estruturas de controle também não foi estudada.

2.3.4 Técnicas Híbridas e Outras Abordagens

No trabalho relatado em (CRUZ; CARDOSO, 2004), como alternativa ao método de análise

baseado no espectro de frequências das correntes de estator, é proposto o uso das componentes qd da CSP (Componente de Sequência Positiva) das correntes, obtidas por meio da teoria de múltiplos referenciais (*Multiple Reference Frames*). Para a constituição de um indicador da falha, primeiramente é realizada a eliminação da CSN adotando-se um sistema de referência síncrono no sentido horário. Então, as correntes resultantes são transformadas em um sistema de referências girando no sentido anti-horário, no qual as componentes qd correspondem às quantidades necessárias para a composição do indicador/característica da falha. Em condições de acionamento DTC, os resultados mostram que o parâmetro desenvolvido possibilita a identificação do CCEE para apenas 2% de espiras em curto, sendo independente do torque da carga. Tal parâmetro propicia também uma boa estimativa do grau de severidade da falha. Contudo, a robustez do indicador quanto às variações de velocidade não é analisada. Ainda assim, sua aplicação prática não é atrativa devido a alguns fatores, como o alto custo computacional, transformação de eixo $abc - qd$, rastreamento da frequência fundamental, necessidade do conhecimento de parâmetros do modelo motor e treinamento de dados. Por fim, a fase de ocorrência da falha não pode ser determinada.

O Gradiente Morfológico das correntes de estator, definido como sendo a diferença aritmética entre as operações de dilatação e erosão destes sinais com base em um elemento estruturante, é apresentado em (ELDEEB et al., 2020) para a identificação do CCEE em motores acionados pelo controle DTC. Pelos resultados, nota-se que a característica obtida é sensível a até 1% de espiras em curto, apresentando correlação com o grau de severidade da falha e sendo capaz de estimar a fase de ocorrência da mesma. Tal característica é também robusta às variações de carga; contudo, condições de condições de carga extremas (a vazio e carga nominal) não foram consideradas. Não obstante, a independência do parâmetro quanto às variações de velocidade não é verificada.

2.4 Métodos Aplicados à Detecção de Falhas

As técnicas de DF aplicadas aos MI podem ser divididas em duas categorias: *off-line* e *on-line*. O primeiro caso exige que a máquina seja removida do sistema ou até mesmo desmontada para a DF, ao passo que o segundo emprega técnicas não invasivas que permitem realizar o diagnóstico com a máquina em plena operação.

Para a detecção incipiente da falha *on-line*, três diferentes abordagens têm sido empregadas na literatura: *i)* análise das variações das características extraídas dos sinais de corrente (BELLINI et al., 2000; BERZOY; ELDEEB; MOHAMMED, 2019; BERZOY; MOHAMMED; RESTREPO, 2018; WOLKIEWICZ et al., 2016); *ii)* elaboração de índices de falha, com base nas características

obtidas dos sinais (CRUZ; CARDOSO, 2004; ELBOUCHIKHI et al., 2019; ELDEEB et al., 2020; ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021) e *iii*) uso de métodos de inteligência artificial na classificação de padrões (REFAAT; ABU-RUB; IQBAL, 2015; TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2003).

A primeira estratégia é baseada unicamente no monitoramento dos valores apresentados pelos parâmetros extraídos dos sinais, sendo que o CCEE é detectado quando determinado limiar é excedido. Ainda que este método possibilite a detecção da falha *on-line* e seja de simples implementação no conversor, o estabelecimento de valores limítrofes não é uma tarefa trivial, uma vez que estes patamares podem variar de acordo com as características dinâmicas do acionamento, como as variações da velocidade e da carga do motor. Neste sentido, falsos-negativos podem ocasionar a evolução da falha para condições mais severas.

A composição de índices de falha, baseados principalmente em relações entre as características extraídas das correntes de cada fase do motor, remove a dependência de limiares para a detecção do CCEE, além de propiciar a determinação da fase de ocorrência do curto-circuito. Tal abordagem é também de mais fácil implementação no conversor de frequência, sendo o método mais atrativo da literatura por não necessitar de uma extensa base de dados de treinamento, que é fundamental no caso dos métodos de inteligência artificial. Ainda que estes dados possam ser obtidos por meio de simulações computacionais, a contemplação das mais diversas condições operacionais do motor torna o processo árduo e exaustivo.

2.5 Dificuldade Adicional na Detecção de Falha em Motores de Indução Acionados por Controle Orientado de Campo

No caso de motores acionados por inversores em MA, as características das falhas são, em princípio, iguais às das máquinas alimentadas diretamente pela rede. Portanto, teoricamente, a maioria dos métodos poderia ser aplicada a motores alimentados por inversores, apenas com alguma modificação. No entanto, na prática, o uso desses métodos é extremamente inconveniente porque os motores acionados por inversores têm amplas faixas de operação de velocidade e, portanto, condições de operação mais complicadas para a detecção de falha. Além disso, outra questão que deve ser levada em consideração é a existência de um componente altamente ruidoso sobreposto ao sinal de corrente.

Já para MI acionados por controle de velocidade em MF, o diagnóstico é ainda mais desafiador. Além das alterações dinâmicas na frequência fundamental de operação, o que já é um desafio por si só, quando ocorre uma falha, o controle tende a reagir para compensar parte dos efeitos

causados pela falha, forçando a operação do motor a seguir relativamente próxima de seus valores referência até que a falha seja suficientemente severa para levar o sistema à instabilidade. Portanto, devido a esta reação do controlador, as assinaturas da falha podem ser modificadas ou mesmo ocultadas, tornando o diagnóstico extremamente problemático. Além disso, a complexidade é ainda maior quando se deseja contemplar diferentes estruturas de controle, pois cada uma possui mecanismos e intensidades diferentes de reagir à falha.

2.5.1 Simulações dos Eventos de Falha para Diferentes Condições de Acionamento do Motor

Uma vez que a demonstração analítica dos efeitos da falha e dos mecanismos de reação do controle é exaustiva e de difícil compreensão, simulações computacionais são apresentadas na sequência para ilustrar os mecanismos de reação do controle e a dificuldade de identificar o CCEE em motores sob acionamento em malha fechada. A estrutura empregada para a implementação do controle vetorial é mostrada na Figura 8, sendo destacado, em linhas vermelhas pontilhadas, o modelo dinâmico assimétrico escolhido. A modulação adotada para a ponte inversora foi o SV-PWM.

O *software* Matlab/Simulink foi aquele empregado para a implementação do modelo e o desenvolvimento das análises computacionais, com um passo de integração de 4^{-6} s. O MI de 4 polos e 60 Hz, cujos parâmetros são mostrados na Tabela 1, foi considerado operando sob diferentes estágios de severidades da falha: SF e com 1%, 3%, 6% e 9% das espiras curto-circuitadas na fase A. As condições operacionais simuladas na sequência estão apresentadas na Tabela 2.

A título de ilustração, a Figura 9 mostra as correntes elétricas do estator das fases A, B e C, considerando tal motor operando com carga nominal e sob as condições SF, 1% e 6% de espiras em curto-circuito. Na Figura 9(a) o motor é acionado por tensões senoidais, em 60 Hz; na Figura 9(b), por um conversor de frequência em malha aberta, também a 60 Hz; já na Figura 9(c), o mesmo é acionado por conversor operando sob controle vetorial, a uma velocidade de 1700 rpm.

Nota-se que a amplitude da corrente da fase acometida pela falha aumenta em função da severidade da falha, sendo quase imperceptível no caso de apenas 1% de CCEE. No caso do motor acionado por conversor em malha aberta, não se vê pelo ruído sobreposto ao sinal de corrente devido ao chaveamento dos semicondutores, as formas de ondas das correntes são idênticas àsquelas do motor suprido diretamente pela rede. Entretanto, quando o motor está acionado por conversor em malha fechada, percebe-se que, devido às ações de compensação do controle, a corrente da fase com falha é menor do que nos dois casos anteriores.

Tabela 1 - Parâmetros da máquina de indução utilizada na simulação.

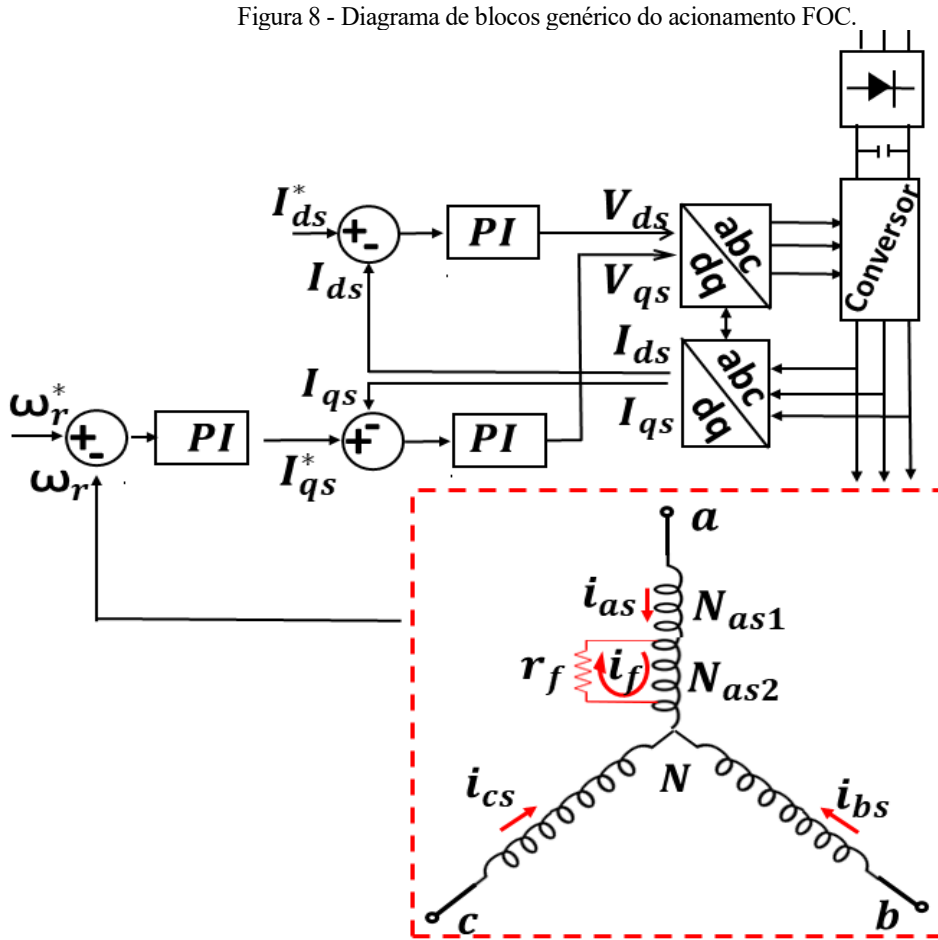
P_n	V_n	N	T_n	I_n	R_s	R'_r	X_{ls}	X'_{lr}	X_m	J
[CV]	[Vrms]	[rpm]	[N.m]	[A]	[Ω]	[Ω]	[mH]	[mH]	[mH]	[Kg.m ²]
1,5	220	1700	6.2	5	2.52	1.76	1.3	1.3	43	0.006

Fonte: Próprio autor.

Tabela 2 - Condições operacionais simuladas.

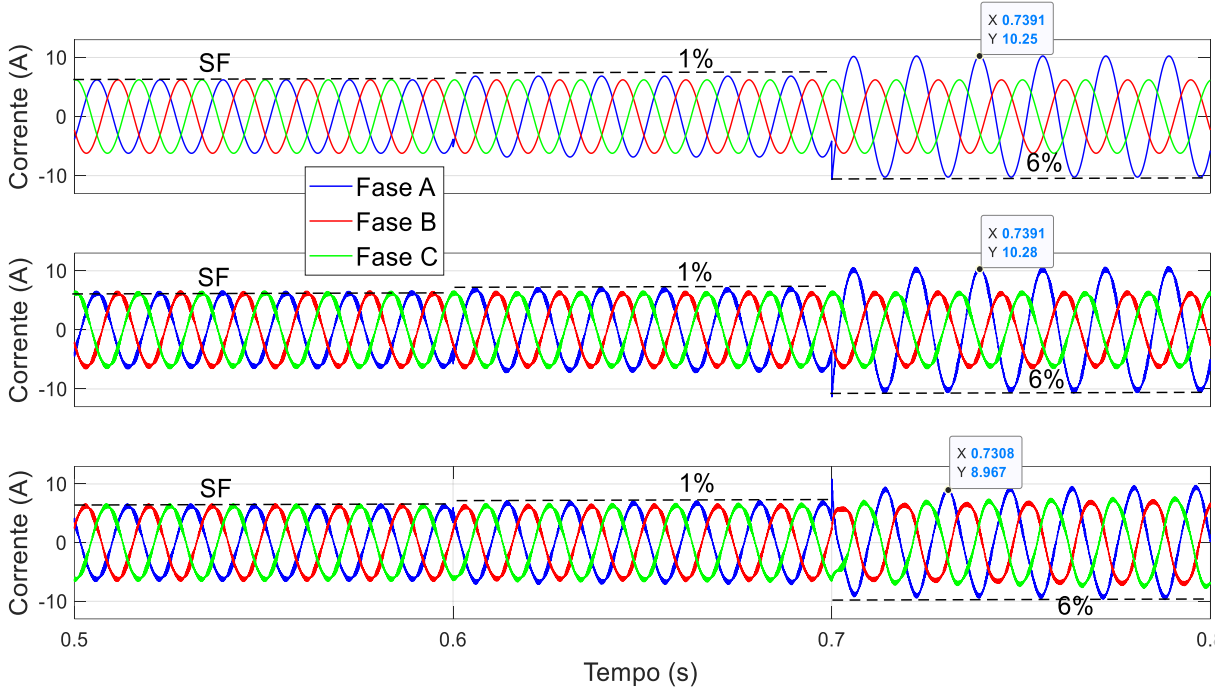
V_n [rpm]	T_n [%]
1700	100
90	100

Fonte: Próprio autor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 9 - Correntes do estator das fases A, B e C, considerando o motor acionado por: a) tensões senoidais. b) conversor operando em MA. c) conversor operando em MF.



Fonte: Próprio autor.

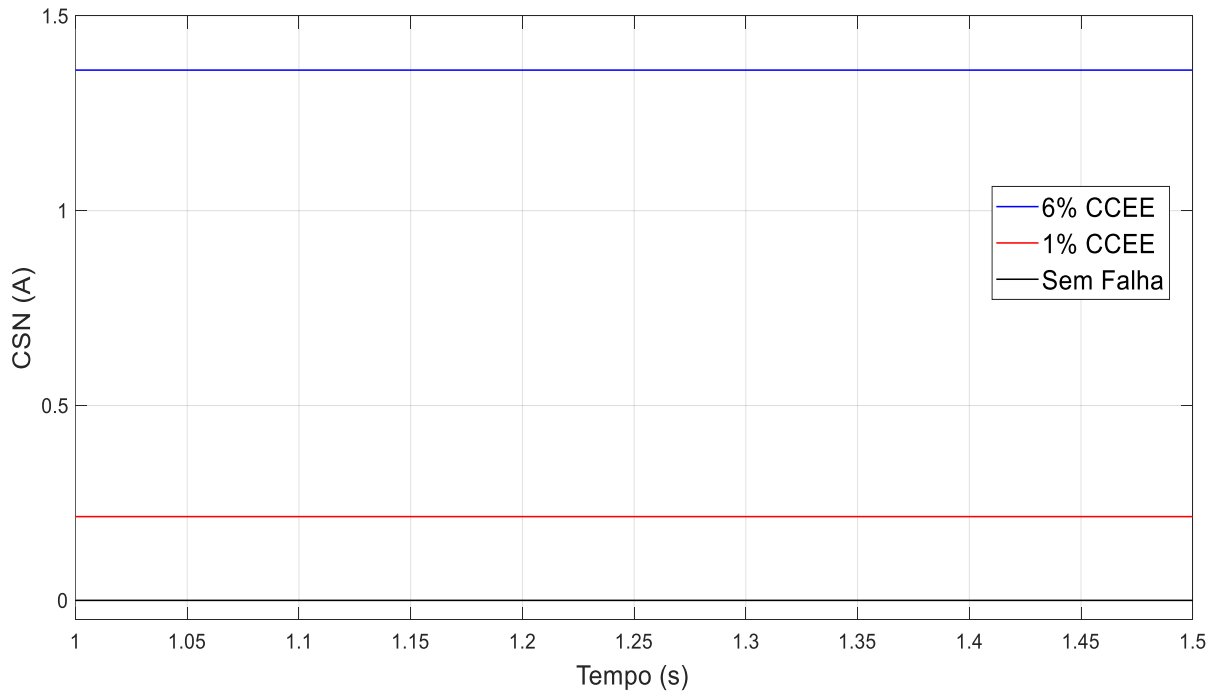
2.5.2 Motor Conectado Diretamente à Rede

Como explicado na seção 2.1, o efeito imediato após a ocorrência do CCEE é a circulação de uma CSN no enrolamento do estator e um leve aumento na CSP (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000). Como esperado, pode ser observado na Figura 10 que a amplitude da CSN aumenta conforme a severidade da falha, sendo que, para um motor sem falha, não existe a circulação de CSN no enrolamento do estator. Por conseguinte, devido ao efeito *speed ripple* (FILIPPETTI et al., 1998), irão aparecer modulações nas frequências de $\pm 3f$ Hz e nos demais componentes harmônicos ímpares na corrente elétrica.

Na Figura 11 é apresentado o espectro da corrente do motor operando com velocidade e carga nominal. Nota-se a existência de uma grande diferença de magnitude no sinal de corrente entre a amplitude do componente fundamental e dos componentes característicos da falha. Tais harmônicos provenientes do CCEE são de pequena amplitude devido ao fato do impacto do curto-circuito inicial nas correntes elétricas ser sutil. Uma escala em decibéis (db) possibilita representar, dentro da janela de frequência desejada, a magnitude de todas as componentes de frequência, ainda que essas apresentem amplitudes ínfimas. Uma vez que tal modelo de representação propicia uma análise comparativa mais eficaz, adota-se a representação gráfica dos demais espectros da corrente em db para que a visualização das componentes, as quais são utilizadas como objeto de estudo para a

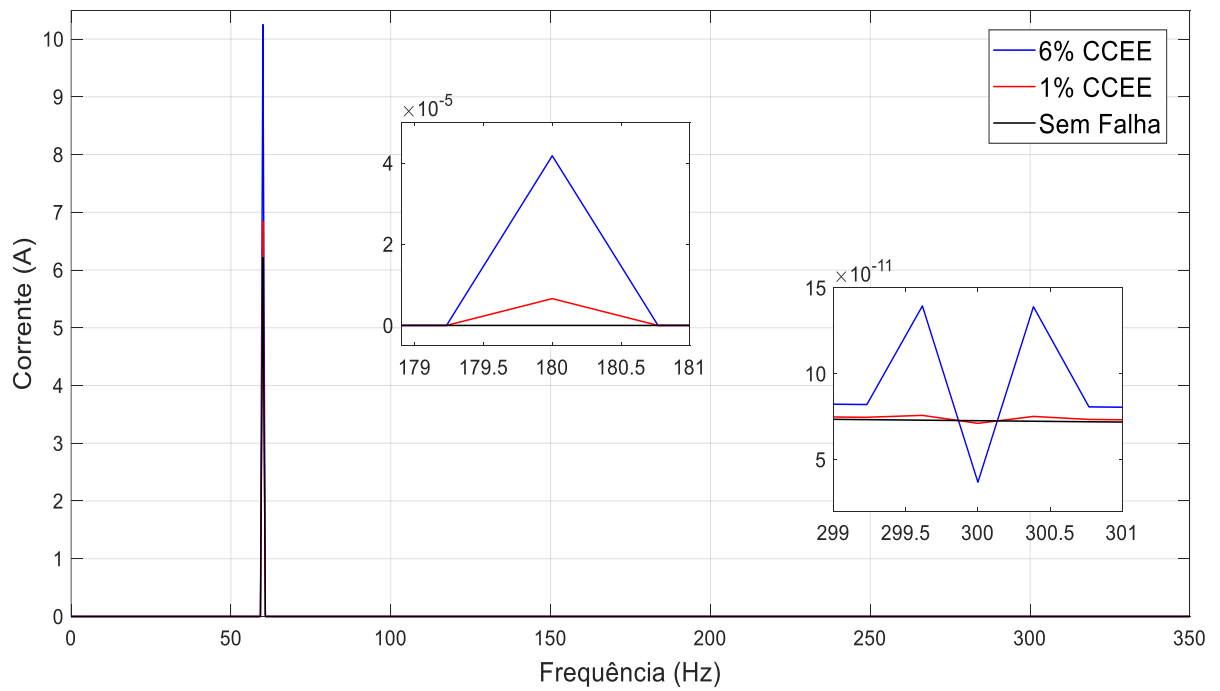
observação de falhas incipiente, não fique comprometida.

Figura 10 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

Figura 11 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.

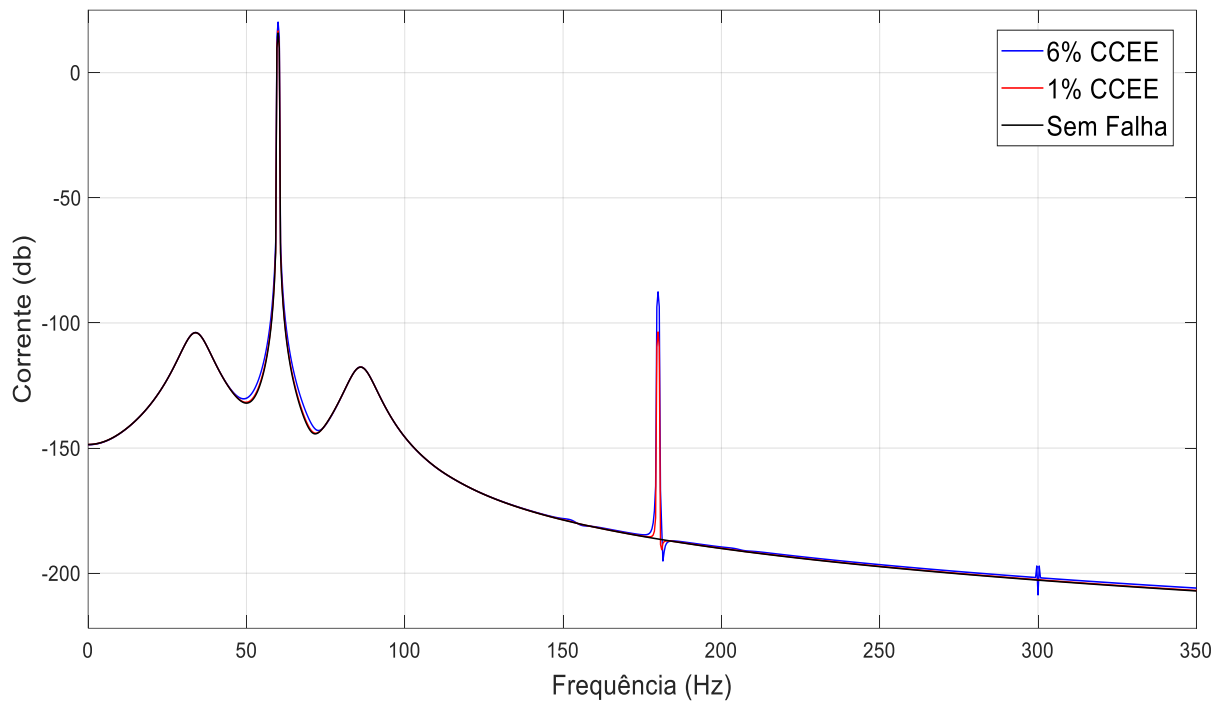


Fonte: Próprio autor.

Como esperado, pode-se observar pela Figura 12 a existência de harmônicos de ordem ímpar

(3° e 5°) para a condição de falha, e que suas respectivas amplitudes são diretamente afetadas pela severidade do CCEE. É importante ressaltar que a CSN e os harmônicos de ordem ímpar também podem aparecer devido às assimetrias inerentes ao processo de construção do motor (que não estão representadas no modelo escolhido para estudo) e a desequilíbrios na tensão de alimentação. Dessa forma, também podem estar presentes mesmo em motores de indução sem falha.

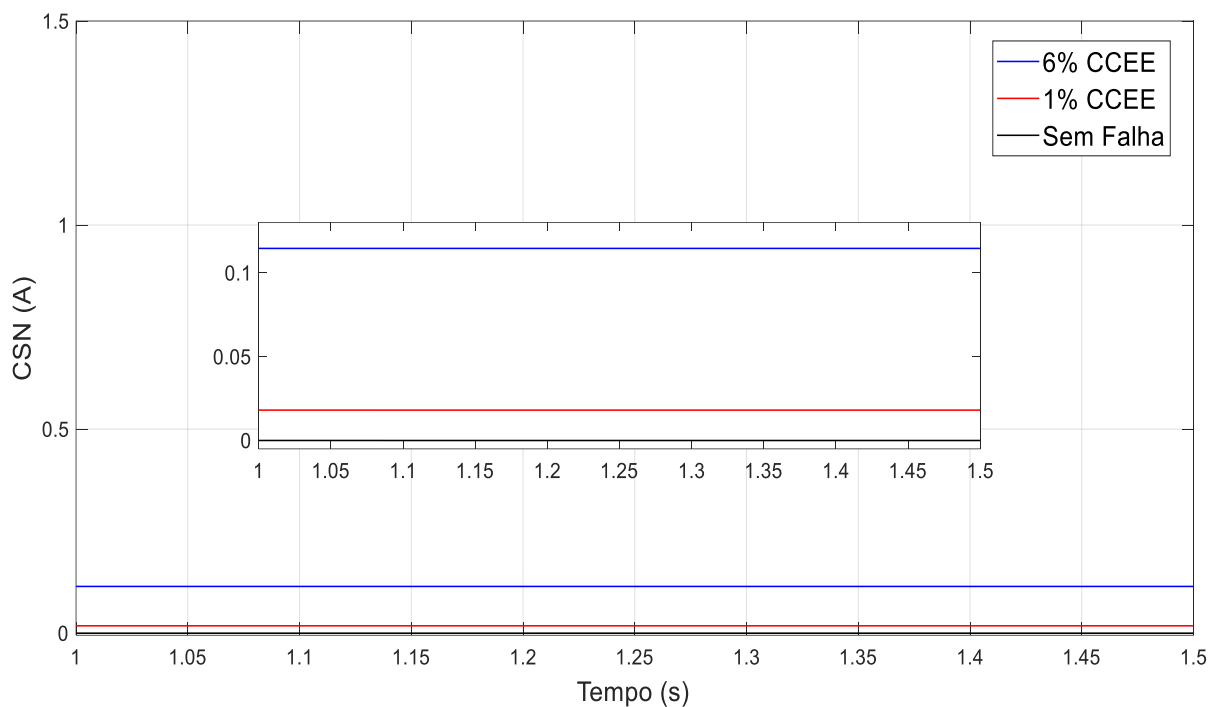
Figura 12 - Espectro, em decibéis, da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

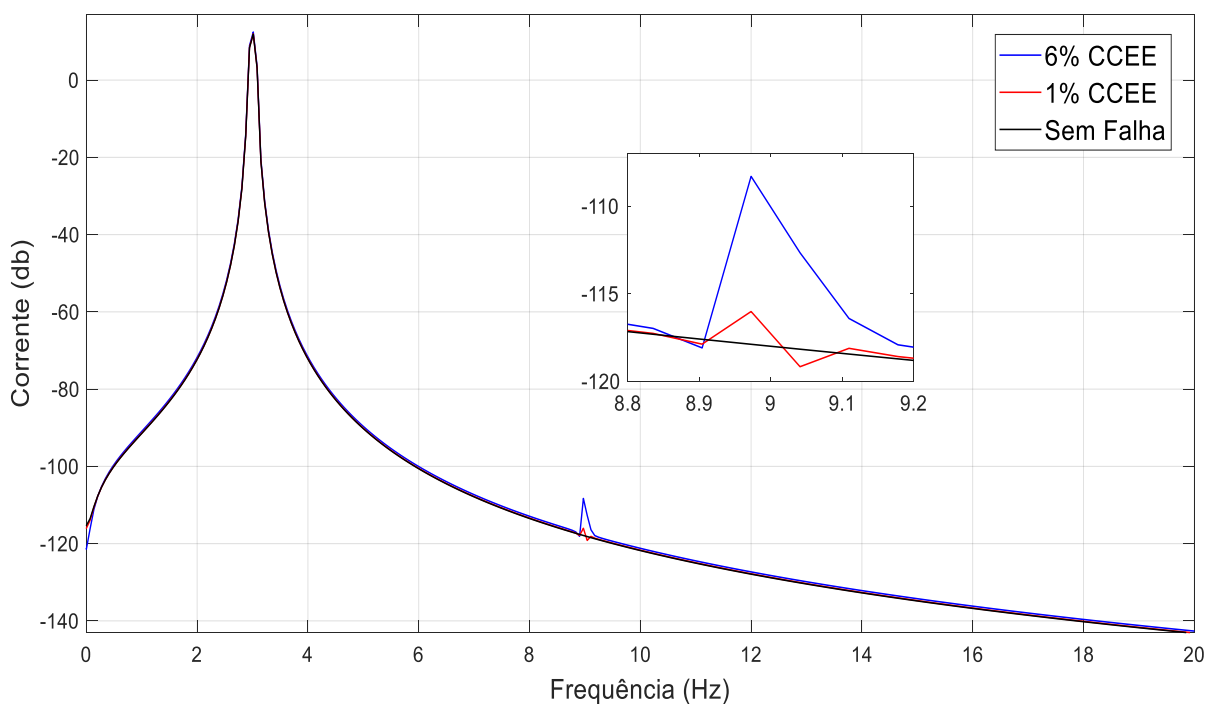
As Figuras 13 e 14 ilustram o motor operando sob as mesmas condições de falha, porém em vazio e acionado a uma frequência de 3 Hz. Percebe-se que a CSN, e consequentemente as amplitudes dos componentes harmônicos ímpares (neste caso, 9 Hz e 15 Hz), são demasiadamente dependentes da velocidade de operação. Isto acontece porque, para operações em velocidades mais baixas, tem-se uma redução na amplitude da tensão de alimentação do motor, e, portanto, uma diminuição da amplitude da corrente que circula nas espiras em curto. Consequentemente, todos os indicadores da falha serão atenuados conforme a redução da tensão de alimentação. Logo, em baixas velocidades, o impacto da falha nas grandezas do motor será quantitativamente pequeno e mais difícil de ser detectado.

Figura 13 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 3 Hz em vazio.



Fonte: Próprio autor.

Figura 14 - Espectro, em decibéis, da corrente de alimentação do motor acionado em MA, operando a 3 Hz em vazio.



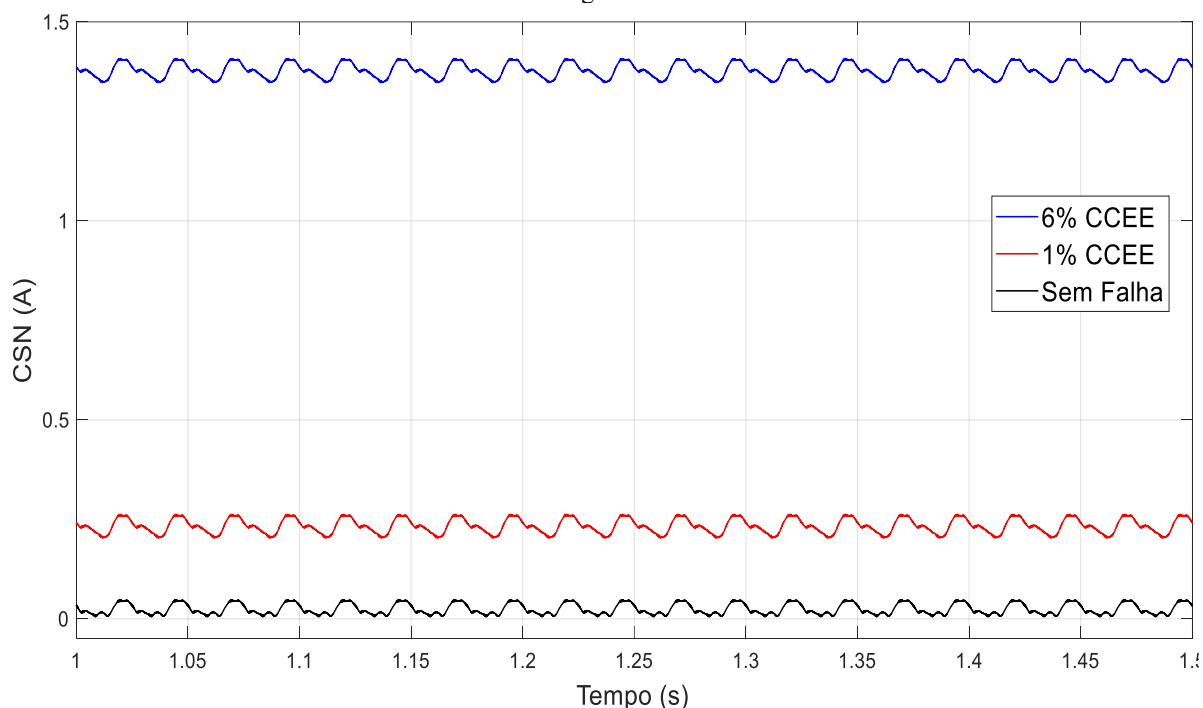
Fonte: Próprio autor.

2.5.3 Motor Acionado por Conversor em Malha Aberta

O MI acionado por conversor em MA, operando sob as mesmas condições antes estudadas, será agora tratado como objeto de estudo. Pela Figura 15 é possível observar que a CSN de um motor acionado por conversor em MA se mantém com amplitudes muito próximas àquelas de um motor acionado diretamente à rede. Por outro lado, pela Figura 16, observa-se que os harmônicos provenientes do conversor poluem o espectro da corrente. Vale ressaltar, contudo, que, na prática, existe a presença de outros harmônicos no espectro, que não são representados pelo modelo escolhido, conforme discutido na seção 2.2.4 .

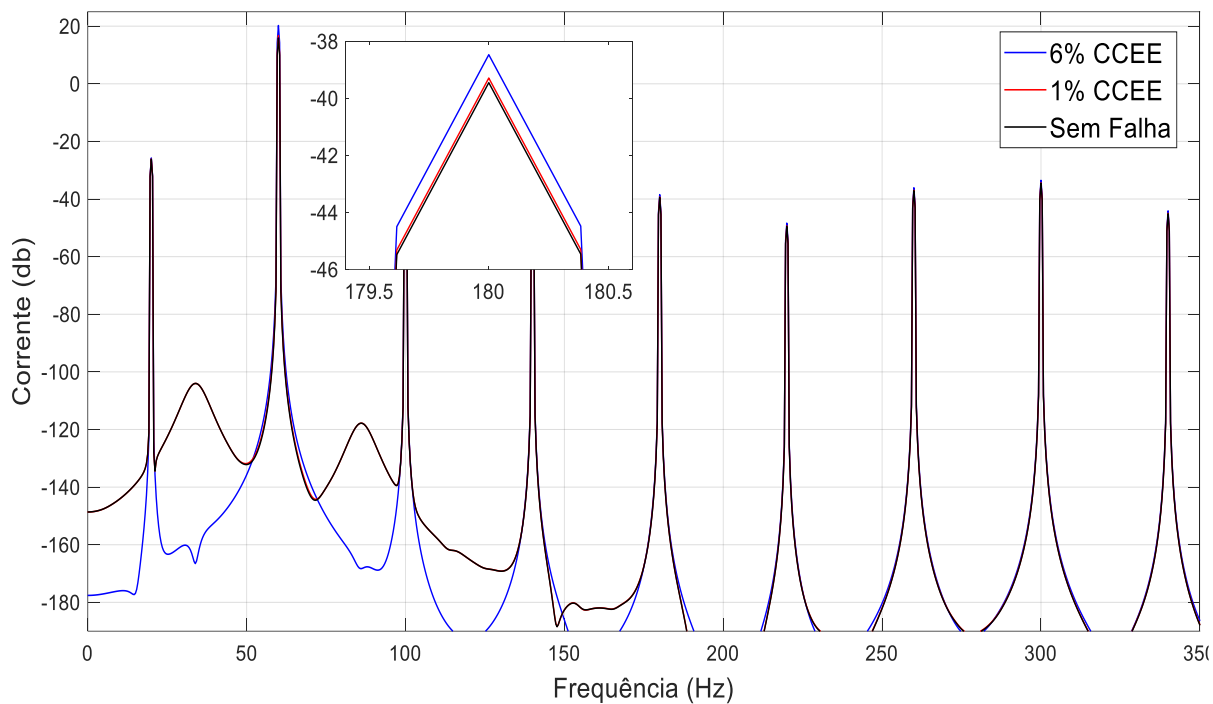
As Figuras 17 e 18 ilustram, respectivamente, a CSN e o espectro da corrente elétrica do motor acionado com conversor operando em malha aberta, a 3 Hz e em vazio. Assim como para o motor suprido pela rede, como explicado anteriormente, a CSN e a amplitude dos componentes harmônicos ímpares, bem como o impacto da falha em todas as grandezas do motor, variam com a velocidade de operação.

Figura 15 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado com conversor em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.



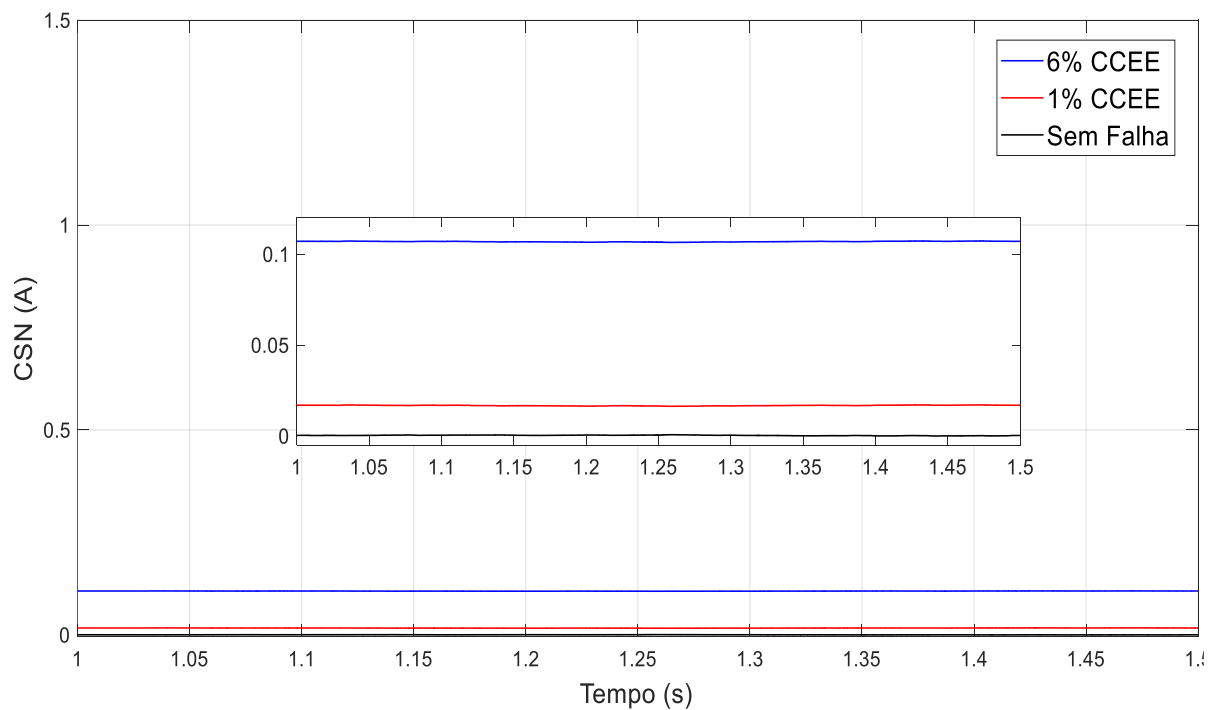
Fonte: Próprio autor.

Figura 16 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado com conversor em MA, operando a 60 Hz e com carga nominal.



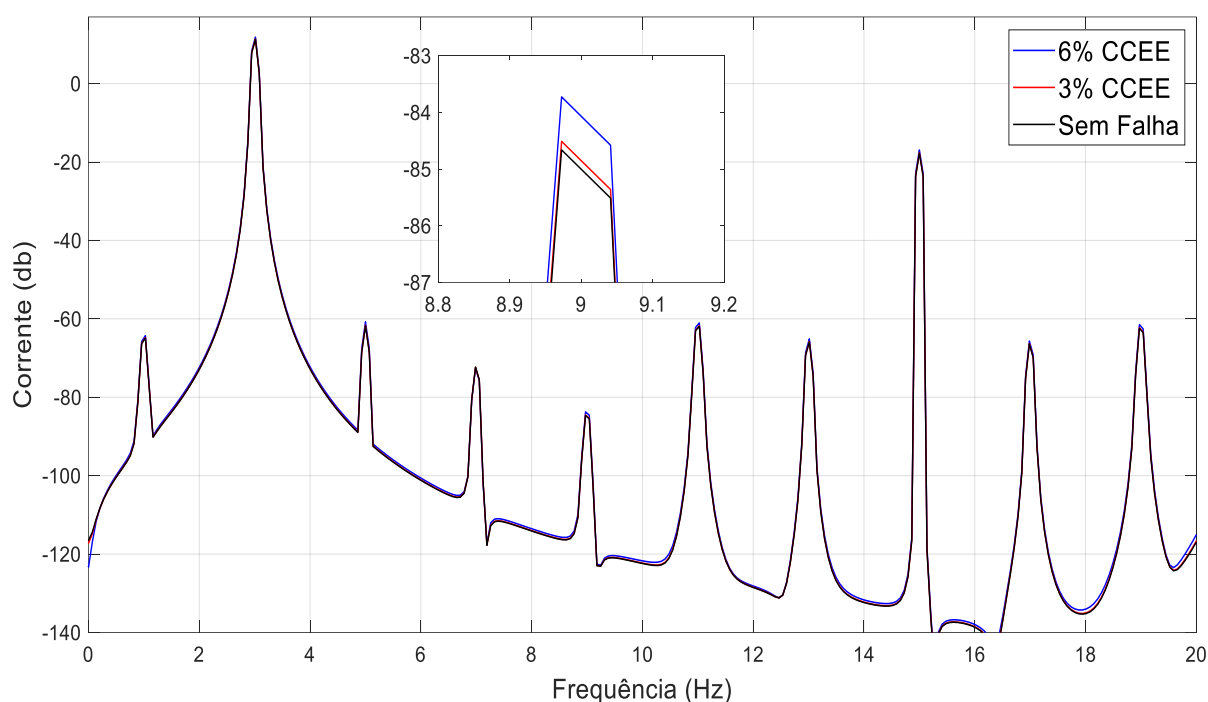
Fonte: Próprio autor.

Figura 17 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado com conversor em MA, operando a 3 Hz em vazio.



Fonte: Próprio autor.

Figura 18 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado com conversor em MA, operando a 3 Hz em vazio.



Fonte: Próprio autor.

O componente altamente ruidoso sobreposto ao sinal de corrente, que dificulta a inspeção espectral para a identificação da falha, pode ser proveniente de numerosas fontes, as quais incluem, além de harmônicos advindos do conversor, harmônicos característicos de outras falhas, efeito de saturação, sub harmônicos provenientes da interação dos harmônicos de chaveamento com harmônicos de saturação e de falha, efeito de alta temperatura, operação em um ambiente industrial hostil e ruído inerente ao sistema de aquisição de sinais (CHOI et al., 2017; ELDEEB; BERZOY; MOHAMMED, 2018). Portanto, confiar no monitoramento do espectro de frequência não é adequado, ou é extremamente árduo para MI acionados por conversores, mesmo que operando em MA, e, principalmente, se acionados em velocidades extremamente baixas, a qual já é, por si só, uma região de operação complicada em termos de DF.

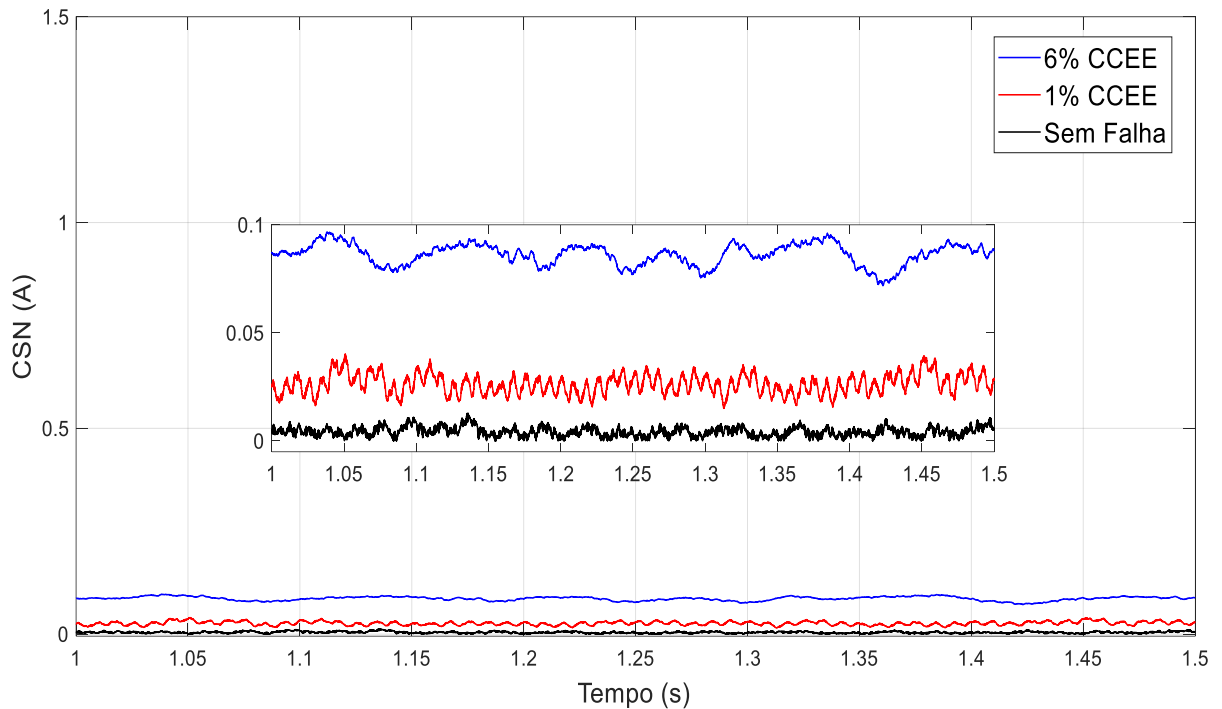
2.5.4 Motor Acionado por Conversor em Malha Fechada

Para a condição de um MI acionado por controle de velocidade em MF, além das variações dinâmicas na frequência fundamental de acionamento, a estrutura de controle modifica as assinaturas de falha, o que torna a DF uma tarefa extremamente problemática. Somado a esse fato, como mencionado anteriormente, há uma gama de ruídos e harmônicos provenientes do conversor sobreposta à corrente elétrica da máquina.

Apenas para fins de compreensão, como apresentado por (BERZOY; MOHAMMED; RESTREPO, 2018), parte do efeito da falha será “visível” para o controlador e a outra será “invisível”, mas, na prática, ambos estarão presentes. Os invisíveis são aqueles provocados pelas informações sobre a falha que permanecem ocultas durante a aquisição de sinais, como a corrente de falha (aquela que circula na malha fechada constituída pelas espiras em curto (I_f), resistência de falha (r_f) e a severidade da falha (percentual de espiras em curto-circuito, μ). Devido à sua robustez, o controle tende a tolerar os erros na medição e/ou estimação dos parâmetros provocados pela falha do ponto de vista dos efeitos invisíveis, desde que a falha não seja severa o suficiente a ponto de desestabilizar o sistema de controle. Já os efeitos da falha perceptíveis pelo controle são aqueles decorrentes das informações da avaria contidas nas variáveis medidas (a partir das medições dos sensores de tensão, corrente e velocidade), como, por exemplo, a CSN e as oscilações nas correntes e velocidade. Diferentemente dos efeitos invisíveis, estes estão intimamente relacionados com a reação do controle à falha (BERZOY; MOHAMMED; RESTREPO, 2018). Ou seja, o controle irá reagir tentando compensar a oscilação no torque eletromagnético para manter a operação normal. No entanto, só será capaz de realizá-lo em relação aos efeitos “visíveis”, de forma que apenas parte dos efeitos da falha serão suprimidos.

Considerando que as malhas de correntes sejam ideais, o comando de corrente emitido forçará a tensão de sequência negativa necessária para tentar impor correntes simétricas na máquina, de forma que as informações da falha podem ser transferidas das correntes para as tensões (CHENG; ZHANG; HABETLER, 2010). Para exemplificar, a Figura 19 ilustra o módulo da CSN das correntes do motor acionado por FOC, operando a uma velocidade de 1700 rpm e com carga nominal. Como era esperado, pode-se observar que, neste caso, devido às ações do controle para tentar compensar os efeitos da falha percebidos pelo mesmo, a CSN na corrente elétrica é menor do que no caso do motor acionado diretamente à rede ou pelo conversor operando em MA (Figura 15).

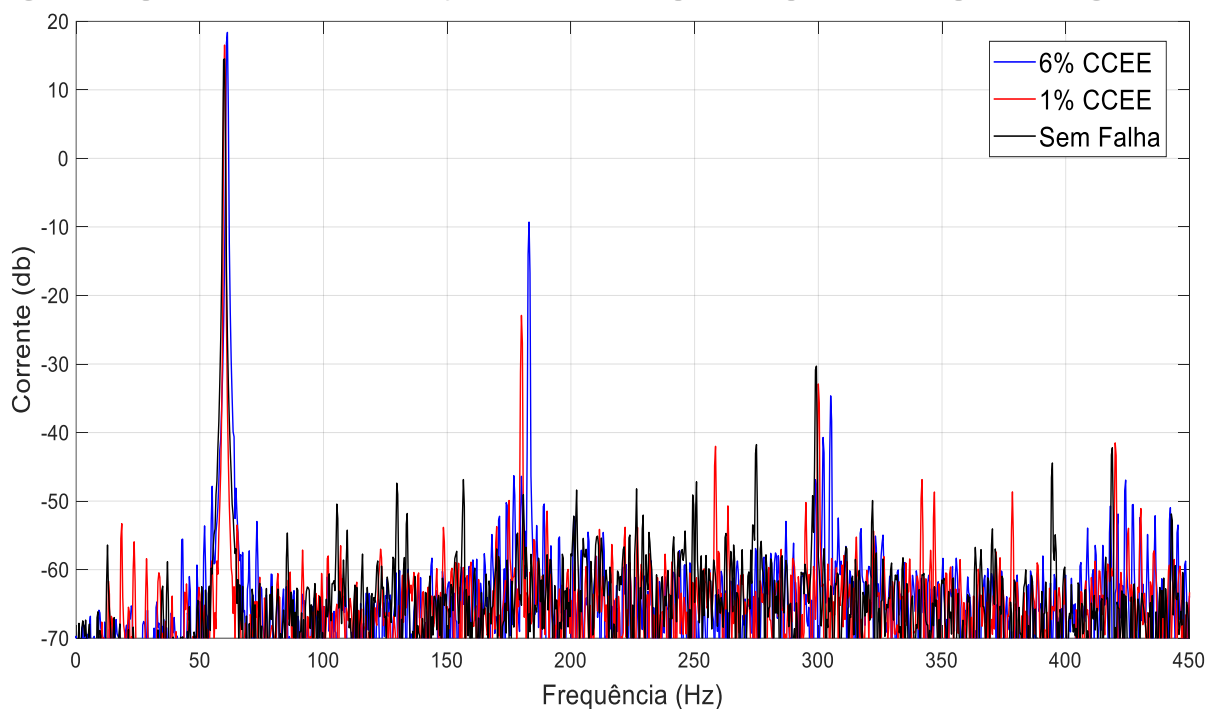
Figura 19 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm e com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

Quanto ao espectro de frequências, observa-se, pela Figura 20, que os componentes harmônicos característicos da falha, especialmente o de 3º de ordem, possuem amplitudes maiores do que nos dois casos mostrados anteriormente. Acredita-se que este fato seja devido às ações do controle em tentar compensar os efeitos da falha, embora tal suposição tenha sido feita somente com base em especulações computacionais e ainda não se possa ser capaz de afirmar como o controle é capaz de fazê-lo. Tal observação deve ser oportunamente avaliada a partir ensaios experimentais. Além do mais, deve ser lembrado que, no espectro de um sinal real, não é esperado que tais componentes harmônicos sejam tão evidentes como nas simulações numéricas, em razão dos componentes harmônicos e ruídos sobrepostos ao sinal (os quais, como já mencionado, não foram representados no sistema adotado). Nota-se, também, que os harmônicos ímpares de ordem mais elevada (5º, 7º) não são totalmente confiáveis de serem utilizados, individualmente, por meio da técnica tradicional da análise espectral da corrente para detectar a falha e discriminá-la em função de sua severidade.

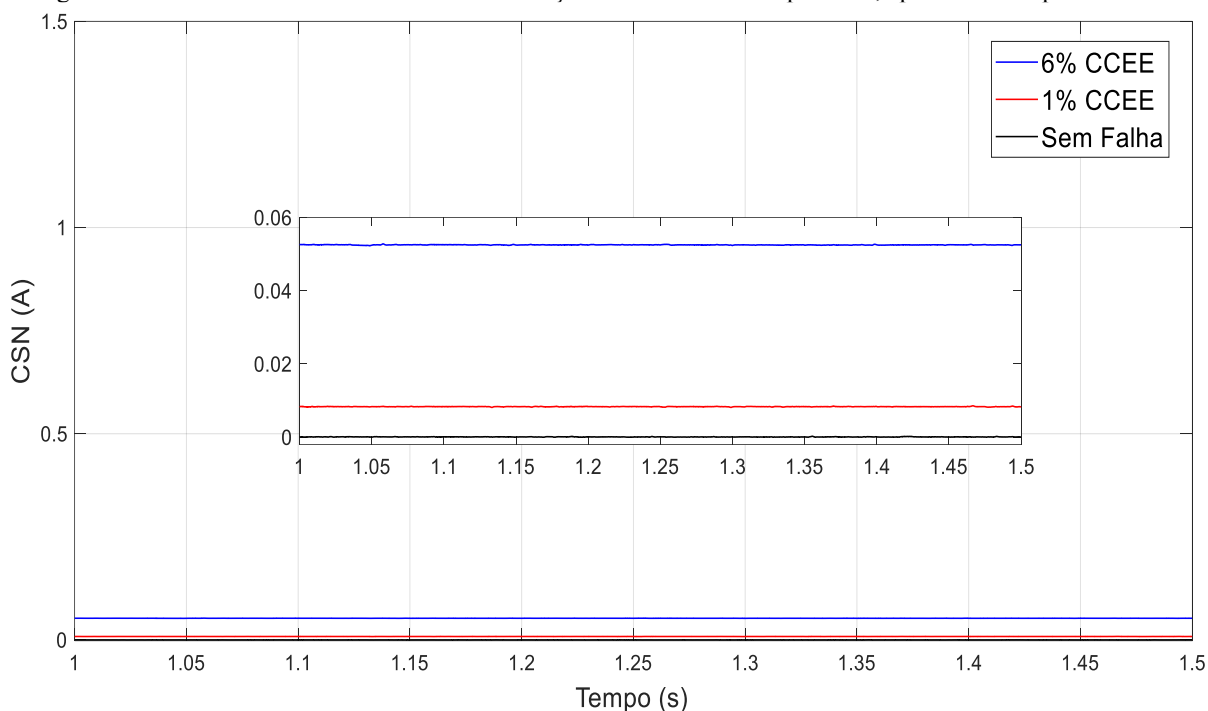
Figura 20 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm e com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 21 ilustra a CSN da corrente para o motor acionado a uma velocidade de 90 rpm em vazio. Nota-se que, assim como para a operação a uma velocidade mais elevada, a CSN de um motor sob controle em MF é menor quando comparada ao acionamento em MA. Porém, cabe observar que a redução na amplitude da CSN, neste caso (90 rpm), foi de 52,72%, enquanto que no acionamento a uma velocidade de 1700 rpm foi de 93,38%. A razão do controlador não reagir, neste caso, aos efeitos “visíveis” da falha de maneira tão significativa quanto para a condição de acionamento em uma velocidade maior, pode ser explicada pelo fato de que, se a largura de banda passante da malha de velocidade for muito inferior à frequência de oscilação de $2f$ na velocidade, o comando de corrente emitido será DC ou conterà pouca informação sobre a falha, forçando (caso os controladores de correntes fossem ideais) a tensão de sequência negativa necessária para impor correntes simétricas na máquina. Mas se a frequência de oscilação $2f$ for “visível” para a banda passante do regulador de velocidade, ou seja, se a banda passante for muito acima de $2f$, o que geralmente ocorre durante o acionamento em baixas velocidades, o comando de corrente da malha de velocidade pode conter alguma informação sobre a falha. Portanto, o efeito de “reação” do controle aos efeitos “visíveis” da falha será menor e as assinaturas da falha estarão distribuídas entre as correntes e tensões da máquina (CHENG; ZHANG; HABETLER, 2010; TALLAM; HABETLER; HARLEY, 2003).

Figura 21 - Módulo da CSN da corrente de alimentação do motor acionado por FOC, operando a 90 rpm em vazio.

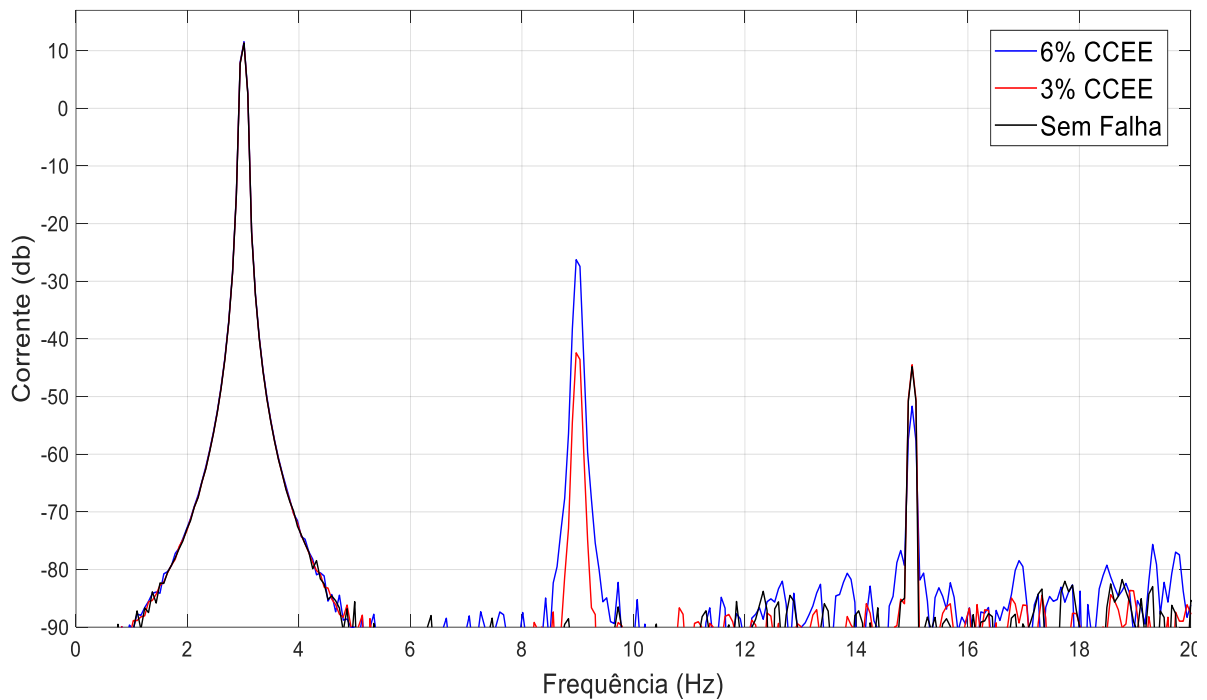


Fonte: Próprio autor.

Quanto ao espectro harmônico da corrente, ilustrado na Figura 22, as considerações são as mesmas daquelas feitas para motor operando a uma velocidade de 1700 rpm. Ademais, juntamente às dificuldades da DF em baixas velocidades já mencionadas, ressalta-se que, no âmbito de motores operando em MF, este problema é potencialmente maior, visto que neste caso a frequência de acionamento varia dinamicamente, além da ação dos mecanismos de reação do controle sobre as características da falha.

Por fim, ainda que a maioria das metodologias desenvolvidas para a DF entre espiras tenham sido desenvolvidas baseadas diretamente no 3º harmônico ou indiretamente através do seu impacto, esta não é uma variável apropriada para ser usada, isoladamente, para o monitoramento contínuo de diagnóstico de falhas iniciais. Isso se deve ao fato de que, como já mencionado, na prática a existência de muitos outros harmônicos e inter-harmônicos dificultará a sua detecção. Além do mais, a interação entre os diversos harmônicos, os quais não foram contemplados aqui nas simulações, pode mascarar ou alterar amplitudes das componentes de falha, o que torna inviável discriminá-los em razão da severidade da falha a fim de realizar um acompanhamento de sua evolução.

Figura 22 - Espectro da corrente de alimentação do motor acionado por FOC, operando a 90 rpm em vazio.



Fonte: Próprio autor.

2.6 Conclusões

Neste capítulo, apresentou-se uma extensa revisão bibliográfica no que diz respeito aos modelos matemáticos disponíveis na literatura que possibilitam a simulação do curto-circuito inicial entre espiras, técnicas de processamento de sinais aplicadas à análise das correntes elétricas e as diferentes abordagens empregadas na detecção de falhas em motores de indução. Em seguida, foi realizado um estudo sobre a dificuldade da detecção de falhas incipientes entre espiras, considerando desde o suprimento diretamente pela rede de energia como através de conversores, operando tanto em malha aberta (controle V/F) como em malha fechada (controle vetorial). Considerando o estudo realizado, as principais conclusões obtidas foram:

- O modelo baseado em circuito elétrico equivalente, apesar de possuir limitações, é suficiente para modelar a falha e ser utilizado no desenvolvimento da estratégia de detecção da falha de curto-circuito entre espiras, considerando os objetivos da presente pesquisa.
- A transformada de Wavelet é uma técnica de processamento de sinais vantajosa com relação as demais técnicas avaliadas por apresentar comparativamente mais baixo esforço computacional, ser aplicável a sinais não estacionários e apresentar bons resultados na detecção de falhas incipientes.

- O método de detecção baseado na elaboração de índices de falha, com base nas características obtidas dos sinais, mostrou-se viável de ser implementado no conversor de frequência, sendo o método mais atrativo encontrado na literatura por não necessitar de uma extensa base de dados de treinamento.
- Independentemente da condição de acionamento, a amplitude da CSN e dos componentes harmônicos característicos, principalmente 3º e 5º, aumenta conforme a severidade do CCEE e da velocidade de operação. Por outro lado, o aumento da carga acionada influencia as grandezas características da falha apenas no caso do acionamento em MF.
- Em baixas velocidades, o impacto da falha nas grandezas do motor é quantitativamente pequeno e, portanto, mais difícil de ser detectado.
- A CSN da corrente elétrica de um motor com falha acionado por conversor em MA se assemelha àquela de um motor acionado diretamente à rede.
- Os componentes harmônicos, devido ao chaveamento dos semicondutores, “poluem” o espectro da corrente e dificultam sobremaneira a identificação da falha.
- Devido às ações de compensação do controle aos efeitos da falha, a CSN na corrente elétrica de um motor sob controle em MF é menor quando comparada ao acionamento diretamente à rede ou pelo conversor operando em MA. Tal redução é maior quando o motor está operando a uma velocidade mais elevada.
- No âmbito de motores operando em MF, a detecção é substancialmente mais desafiadora, devido aos mecanismos de reação do controle sobre as características da falha e à frequência dinamicamente variável.

FUNDAMENTOS E ANÁLISE DA TRANSFORMADA DE WAVELET PARA A DETECÇÃO DE FALHA

Neste capítulo, será brevemente apresentado os fundamentos teóricos relacionados à DWT, abordando a escolha dos principais parâmetros empregados para que o processo da análise do sinal seja efetuado de maneira adequada e propicie uma DF eficiente, são eles: a escolha da wavelet-mãe; o número de níveis de decomposição e; principalmente, quais são os níveis de decomposição a serem empregados na detecção de falhas. Posteriormente, será realizada a aplicação da DWT na corrente elétrica do motor sob diferentes condições de operação e uma análise do comportamento da energia da wavelet frente à falha de CCEE.

3.1 Introdução às Wavelets

O processo de obtenção do espectro de frequência de um sinal para a Detecção de Falha (DF) exige ajustes importantes durante a sua aquisição, tais como o conhecimento das faixas de frequência que se deseja observar e da resolução em frequência do sinal analisado, além de cuidados para uma apresentação adequada do espectro (NÓBREGA SOBRINHO, 2015). Uma das principais limitações da análise espectral, neste contexto de DF, é ser inadequado para a análise de sinais de natureza não-estacionária (SANTIAGO; PEDERIVA, 2003), podendo conduzir a resultados equivocados como, por exemplo, falsos diagnósticos. Além disso, em acionamentos com conversores de frequência, mesmo que os períodos de operação em regime estacionário sejam suficientemente longos para propiciar uma boa resolução, o espectro do sinal de corrente é rico em conteúdo harmônico e pode possuir um alto nível de ruído causado pelo chaveamento do inversor, dificultando a interpretação dos sinais (FERNÁNDEZ, 2018).

A limitação da transformada de Fourier relacionada a análise de sinais não-estacionários levou ao desenvolvimento de técnicas de processamento de sinais no domínio tempo-frequência. A primeira delas foi a transformada janelada de Fourier, ou transformada de Gabor, e posteriormente se estendeu para uma forma mais generalizada como Transformada de Fourier de curta duração (*Short Time Fourier Transform* - STFT). Nesta aplicação, o sinal é dividido em partes suficientemente pequenas para que possa se assumir estado estacionário em cada uma das partes e, portanto, observar o sinal por meio de uma “janela curta”, representando uma transformada de Fourier local (MESQUITA et

al., 2002; NÓBREGA SOBRINHO, 2015).

Uma das limitações da STFT está relacionada à largura da janela, cujo tamanho é fixo para todos os instantes de tempo do sinal analisado. Pelo princípio da incerteza de Heisenberg, uma janela de observação larga propicia uma boa resolução no domínio da frequência, mas uma resolução pobre no domínio do tempo; já uma janela curta proporciona uma boa resolução no domínio do tempo e uma resolução pobre no domínio da frequência. Assim sendo, não é possível obter boa resolução simultaneamente em ambos os domínios, produzindo, portanto, informações com precisão limitada devido à largura da janela (MESQUITA et al., 2002).

Como alternativa ao problema de resolução na análise tempo-frequência da STFT, desenvolveu-se uma nova técnica chamada análise multiresolução (MRA – *Multi-Resolution Analysis*), onde as diferentes frequências de um sinal são analisadas em diferentes resoluções (NÓBREGA SOBRINHO, 2015). O principal avanço na MRA é que a largura da janela utilizada durante as análises não é mais fixa como na STFT, mas variável, onde o comprimento e a largura se ajustam automaticamente à escala conforme as necessidades de resolução de cada situação, usando janelas curtas no domínio do tempo e largas na frequência para componentes de altas frequências e, o oposto, janelas longas e estreitas, para componentes de baixas frequências (CASTILHO et al., 2012). Essas novas janelas passaram a ser representadas por uma classe de funções denominadas wavelet (CASTILHO et al., 2012; NÓBREGA SOBRINHO, 2015; SEVEGNANI; PAULO, 2009). De maneira geral, a função wavelet escolhida, chamada wavelet-mãe, pode ser manipulada de dois modos: movendo-se para várias posições no domínio do tempo sobre o sinal (translação) e dilatando-se ou comprimindo-se (escala). Uma abordagem mais detalhada sobre a teoria e os fundamentos sobre a MRA e a transformada de wavelet podem ser encontrados em (CASTILHO et al., 2012; GAEID, K. S., & PING, 2011; MALLAT, 1999; WEEKS, 2007).

Uma função wavelet-mãe (ψ) consiste em uma forma de onda de duração limitada, com valor médio nulo, sendo definidas matematicamente pela Equação (8) (CASTILHO et al., 2012):

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi \left[\frac{t-b}{a} \right] \quad (8)$$

onde os coeficientes a e b referem-se, respectivamente, ao parâmetro de escala (compressão/dilatação) e translação no tempo (deslocamento); já o fator $1/\sqrt{|a|}$ é usado para garantir a conservação de energia.

A transformada de wavelet pode ser implementada tanto em sua forma contínua (*Continuous*

Wavelet Transform – CWT), quanto em sua forma discreta, denominada *Discrete Wavelet Transform* (DWT). A CWT de um sinal contínuo $f(t)$ é determinada pela Equação (9). No entanto, por ser de difícil implementação, a DWT é mais comumente aplicável, sendo definida matematicamente por (10).

$$CWT_{(a,b)} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi_{a,b}^*(t) dt, a \text{ e } b \in \psi Z \quad (9)$$

onde $\psi_{a,b}^*$ representa o conjugado da função wavelet-mãe, dada pela Equação (8).

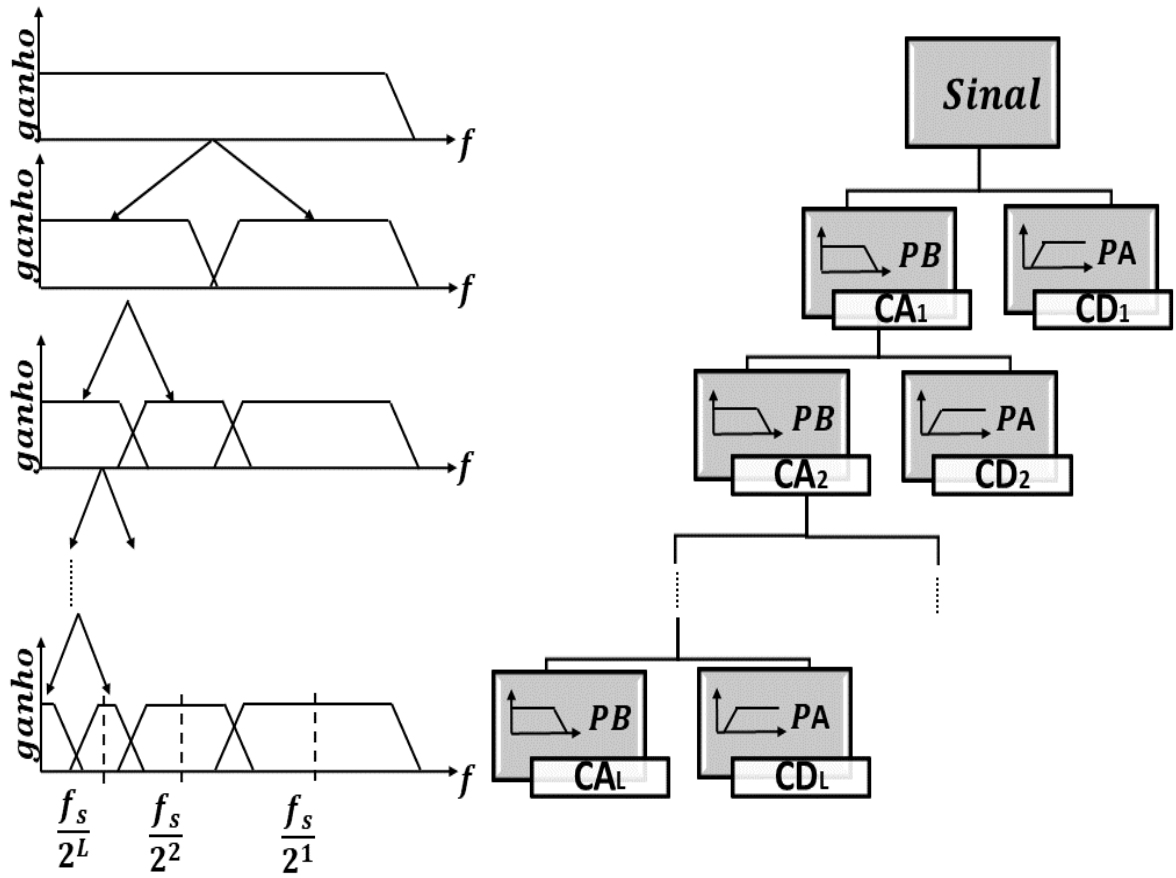
$$DWT_{(a,b)} = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(k) \psi\left(\frac{k - nb_0 a_0^m}{a_0^m}\right) dt \quad (10)$$

onde os parâmetros m e n estão associados à discretização da escala e translação da função wavelet-mãe.

Na DWT, o sinal é decomposto (ou segmentado) em versões escalonadas de uma função matemática original (a wavelet-mãe). Ou seja, a transformada de wavelet pode ser entendida como o produto interno de um sinal e versões escalonadas e deslocadas da função wavelet-mãe, denominadas wavelets-filhas (CASTILHO et al., 2012; NÓBREGA SOBRINHO, 2015).

O algoritmo de implementação da DWT é conhecido como algoritmo Piramidal de Mallet, desenvolvido por Stephane Mallet, que opera com escala diádica (potência de dois). Tal esquema de decomposição pode ser compreendido por meio de uma analogia com um banco de filtros passa-alta e passa-baixa. Este princípio vem sendo usado há vários anos e é conhecido como uma codificação em níveis ou sub-bandas (sub-band coding) (NÓBREGA SOBRINHO, 2015). A Figura 23 representa o esquema da árvore de filtros passa-alta (PA) e passa-baixa (PB) que ilustra, de forma resumida, o princípio de decomposição efetuado pela DWT. Nesta figura, f_s refere-se à frequência de amostragem e L ao número de níveis de decomposição utilizados.

Figura 23 - Banco de filtros e processo de decomposição multiresolução efetuado pela DWT.



Fonte: Adaptado de (NÓBREGA SOBRINHO, 2015).

Este processo de decomposição do sinal em sub-bandas se dá por meio da convolução entre um sinal discretizado $f[n]$ e um par de filtros passa-alta e passa-baixa. Tais filtros estão correlacionados, respectivamente, com as funções wavelet-mãe (ψ) e a escala (Φ), conforme expresso nas Equações (11) e (12).

$$c_L[f(n)] = f[n] * \Phi(n) \quad (11)$$

$$d_L[f(n)] = f[n] * \psi(n) \quad (12)$$

onde L é o número de sub-bandas, ou níveis, de decomposição do sinal.

O sinal original discreto a ser analisado é, inicialmente, decomposto em componentes de baixas e altas frequências, as quais constituirão, respectivamente, sinais denominados como aproximação (A_1) e detalhe (D_1). Por conseguinte, para o segundo nível, o sinal associado às baixas frequências (A_1) será decomposto novamente em aproximação e detalhe (A_2 , e D_2). Assim, sucessivamente, as componentes de baixas frequências serão decompostas até um determinado

número “ L ” de níveis, de acordo com a necessidade de cada aplicação. Os coeficientes de detalhe e aproximação obtidos durante o processo de decomposição podem ser utilizados para reconstituir o sinal original por um processo inverso ao processo de decomposição (CASTILHO et al., 2012; LIRA, 2004; NÓBREGA SOBRINHO, 2015).

Cada um dos níveis obtidos na decomposição possui uma energia que lhe é característica devido ao seu respectivo conteúdo harmônico. Em (TONG; JIN, 2005) foi introduzido o conceito de energia da wavelet, o qual determina a energia de cada nível da DWT pela soma dos quadrados dos coeficientes de aproximação e detalhe de cada nível, definida conforme a Equação (13):

$$E_L = \sum |C_{k,L}|^2 \quad (13)$$

onde $C_{k,L}$ são as amplitudes de cada um dos k coeficientes da DWT em cada nível L de decomposição e E_L é a energia do respectivo nível de decomposição.

Para que a análise do sinal, por meio da DWT, seja efetuada de maneira adequada e eficiente, a escolha da melhor wavelet-mãe empregada e o número de decomposições a serem realizados devem ser cuidadosamente escolhidos. Quanto à wavelet-mãe, existem diversas famílias de wavelets relatadas na literatura, tais como Morlets (morl), Daubechies (db), Coiflets (coif), Symlets (sym), dentre outras. Uma vez que cada wavelet-mãe possui diferentes características, deve-se atentar para a escolha dessa função, pois cada uma delas apresenta desempenhos diferentes quando utilizadas em uma determinada aplicação (ARRUDA, 2003; NÓBREGA SOBRINHO, 2015).

Apesar de não existir um critério definido para a escolha da wavelet-mãe, deve-se escolher aquela que melhor caracterize o fenômeno estudado, ou seja, a que mais se assemelhe com a característica do sinal a ser analisado (KIM; AGGANRVAL, 2000). Segundo (KIM; AGGANRVAL, 2000), as famílias de wavelets frequentemente usadas para o processamento de sinais são as Harr, Daubechies, Morlets e Symlets. A forma de onda e o tempo de cálculo das wavelets-filhas são características importantes a serem analisadas em uma wavelet-mãe. Quanto à sua forma de onda, em geral as wavelets que possuem oscilações e decaimentos mais suaves, como as Symmlet, apresentam uma melhor resolução em frequência do que aquelas que possuem variações bruscas como a Haar. Nesse quesito, considerações opostas são válidas para a resolução no domínio do tempo. Já com relação ao cálculo das wavelets-filhas (escalonamento), as wavelets ortogonais (Haar e Morlet) têm vantagens sobre as wavelets não ortogonais (Symmlet e Daubechies).

Por apresentarem comportamento suave, as wavelets Daubechies são amplamente aplicadas

no contexto de DF, como em (GRITLI et al., 2013; KECHIDA et al., 2015; PENG; CHU, 2004; SESHADRINATH; SINGH; PANIGRAHI, 2012). Assim sendo, neste trabalho, será adotada a wavelet Daubechies 2 (db2). Entretanto, o fato de escolher uma determinada wavelet para uma aplicação específica não quer dizer que outras famílias não sejam capazes de apresentar bons resultados (NÓBREGA SOBRINHO, 2015).

Quanto ao número de decomposições, em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2019) o número mínimo necessário para representar todas as características do sinal é definido como na Equação (14), ao passo que o limiares de frequência superior e inferior de cada nível foram definidos como na Equação (15) (GAEID, K. S., & PING, 2011).

$$L = \frac{\log\left(\frac{f_s}{f}\right)}{\log(2)} + 1 \quad (14)$$

$$\frac{f_s}{2^{k+1}} \leq f_k < \frac{f_s}{2^k} \quad (15)$$

onde: f_s é a frequência de amostragem, f é a frequência fundamental do sinal e $k = 1, 2, 3, \dots, L$ é o número de decomposições

Pela Equação (14), considerando que f_s é fixo, o número mínimo de decomposições aumentará conforme f diminuir. Para a faixa de velocidades considerada neste estudo, são esperados sinais com frequências entre 60 Hz e 3 Hz. Neste caso, para uma frequência de amostragem de 10 kHz, e, de acordo com a Equação (14), serão necessários no mínimo 8 e 13 níveis para uma correta decomposição DWT, respectivamente.

Contudo, no contexto de detecção de falhas, a escolha do nível DWT que deve ser utilizado para uma detecção eficaz não é uma tarefa simples. Isto se deve ao fato de que as variações dinâmicas na frequência de alimentação do motor, devido ao controle vetorial, podem alterar o nível de decomposição mais adequado a ser usado para a DF. Para tal, é necessário um conhecimento prévio sobre qual nível de decomposição deve ser analisado em cada condição de operação do motor.

Em vista disto, a fim de propiciar uma melhor compreensão da manifestação do Curto-Circuito Entre Espiras (CCEE) nos vários níveis da decomposição, as seções subsequentes deste documento serão dedicadas à análise da aplicação da DWT nos sinais de corrente do motor acionado por controle V/f (Malha Aberta – MA) e sob controle orientado de campo (Malha Fechada – MF), considerando diferentes condições de operação do motor, incluindo alterações na velocidade do acionamento e da carga, assim como diferentes estágios da falha.

3.2 Manifestação da Falha na Transformada de Wavelet Discreta

A título de ilustração, a forma de onda da decomposição DWT de um sinal de corrente do estator de um motor, cujos parâmetros são apresentados na Tabela 1, acionado sob controle orientado de campo, operando a uma velocidade de 1700 rpm, com carga nominal e nas condições sem falha e sob 6% de falha, é mostrado na Figura 24. O sinal utilizado possui uma frequência de amostragem (f_s) de 10 KHz e 3 segundos de aquisição. Porém, apenas 1 segundo do sinal em regime permanente, é utilizado para ilustrar a decomposição, como mostra a Figura 24 (a). A forma de onda dos detalhes, d1 a d8, são mostrados, respectivamente, na Figura 24(b a i), enquanto que a forma de onda da aproximação a8 é mostrada na Figura 24 (j). Os limiares de frequência superior e inferior dos detalhes (d1 a d8), como definido na Equação (15), são apresentados na Tabela 3.

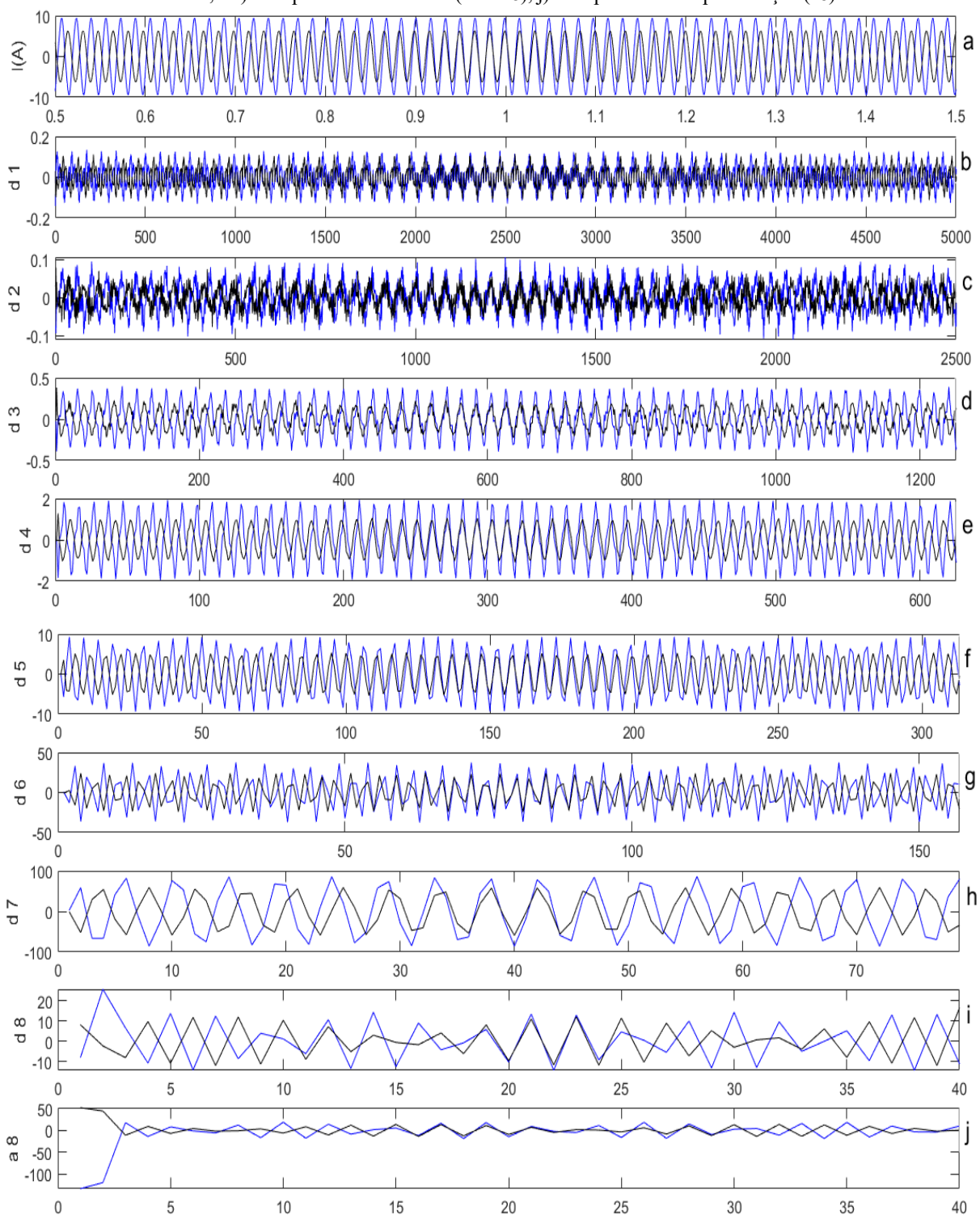
A partir da Tabela 3 e da Figura 24, observa-se que cada faixa de frequência possui atributos específicos, produzindo modulações características em cada nível. Além disso, a amplitude dos coeficientes de detalhe e, conseqüentemente, a energia dos respectivos níveis, aumentam com a presença da falha, principalmente nos detalhes 3 ao 7, como observado na Figura 24(d a h). Entretanto, mesmo sendo possível observar alguma modulação e elevação nas amplitudes devido à falha, tem-se que é difícil identificá-la e monitorá-la em função de sua evolução apenas por meio da observação de tais grandezas. Assim sendo, de forma a superar tal dificuldade, será apresentada, nas seções a seguir, uma análise baseada na energia dos diferentes níveis da decomposição da Wavelet.

Tabela 3 - Limiares Superior e Inferior dos níveis de detalhes.

Nível	Limiar (Hz)		Nível	Limiar (Hz)	
	Inferior	Superior		Inferior	Superior
1	2500	5000	5	156,25	312,5
2	1250	2500	6	78,12	156,25
3	625	1250	7	39,06	78,12
4	312,5	625	8	19,531	39,06

Fonte: Próprio autor.

Figura 24. Decomposição de um sinal de corrente via DWT sem falha (preto) e com 6%CCEE (azul): a) Sinal de corrente; b-i) Componentes de detalhe (d1 a d8); j) Componentes de aproximação (a8).

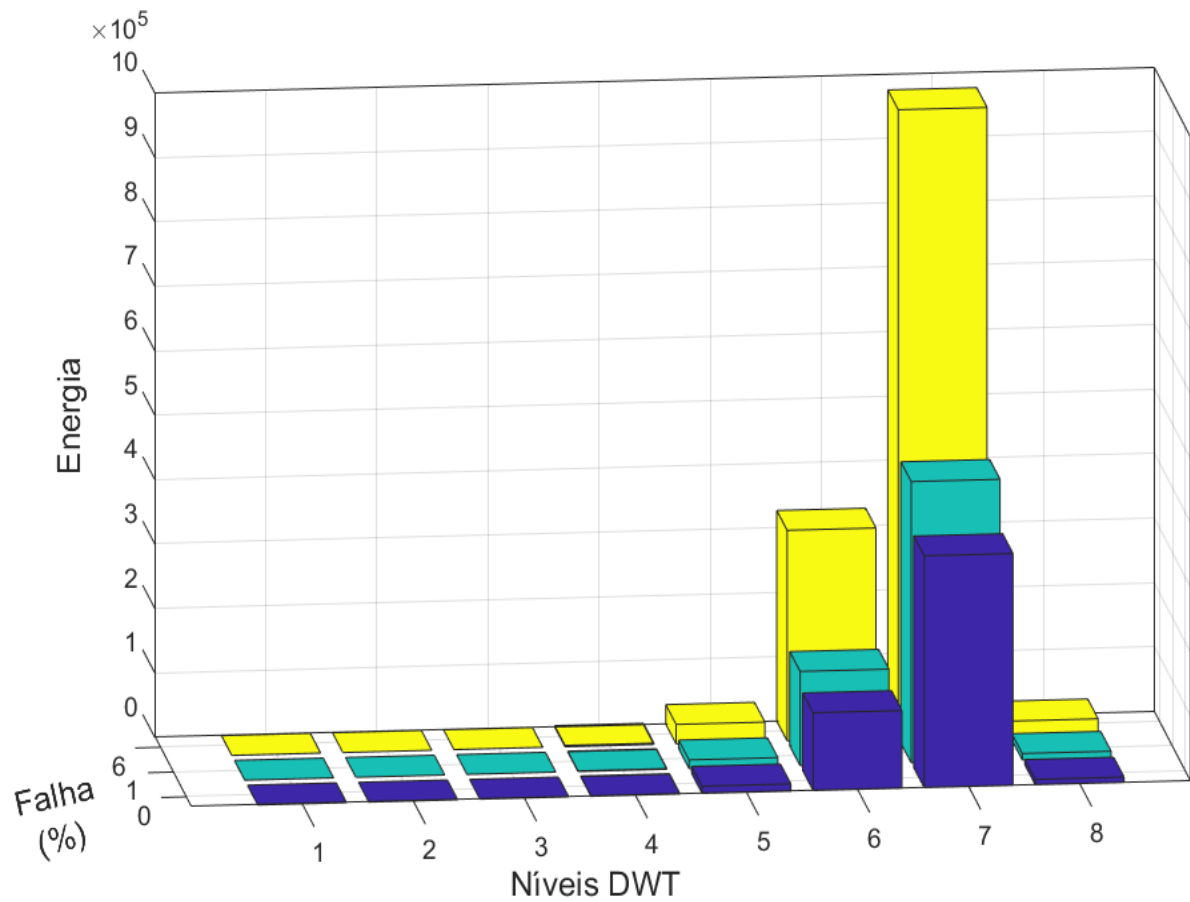


Fonte: Próprio autor.

3.3.1 Motor Acionado por Conversor em Malha Aberta

Haja visto que a falha afeta diretamente a amplitude dos coeficientes dos respectivos níveis que contemplam suas frequências características, analisar a energia da DWT torna-se uma forma bastante atraente para realizar a DF. Desse modo, o gráfico da Figura 25 ilustra a energia dos 8 níveis de decomposição da DWT, considerando o motor operando a 60 Hz e com carga nominal, nas condições Sem Falha (SF) e com 1% e 6% das espiras em curto. Como era de se esperar, percebe-se que a maior energia está representada no nível 7, onde a frequência de acionamento (60 Hz) está contida entre os limiares inferior e superior (39,06 Hz e 78,12 Hz, respectivamente), conforme indicado na Tabela 3. Além disso, observa-se claramente o incremento na magnitude da energia, principalmente, nos níveis de decomposição que contemplam as frequências características da falha, os quais aumentam conforme a evolução da sua severidade.

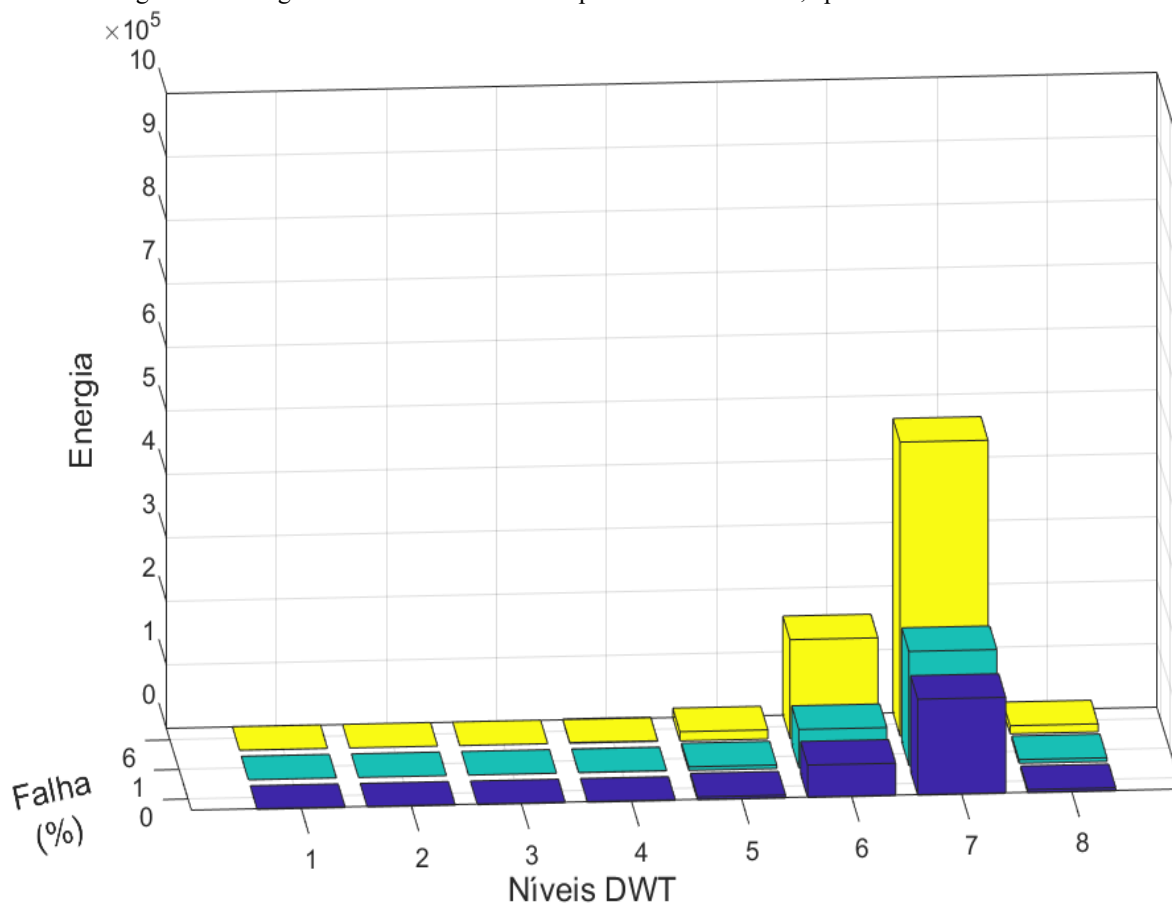
Figura 25 - Energia da DWT: Motor acionado por conversor em MA, operando a 60 Hz com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 26 ilustra a energia da transformada de wavelet considerando o motor sob a mesma frequência de acionamento e estágios da falha, porém operando sem carga. Nota-se, aqui, um comportamento bastante semelhante ao da operação anterior, a não ser o fato de as energias apresentarem menor magnitude nesta condição. Tal fato é coerente, pois a amplitude da corrente elétrica de um motor em vazio é menor do que quando está com carga nominal; logo, a amplitude de todo o conteúdo espectral também será. Em vista disso, as mesmas considerações feitas para um acionamento a plena carga são válidas para o MI operando em vazio.

Figura 26 - Energia da DWT: Motor acionado por conversor em MA, operando a 60 Hz em vazio.



Fonte: Próprio autor.

A fim de facilitar a visualização da influência da carga e da severidade do CCEE, a Diferença Percentual (DP) da energia, em cada nível da decomposição DWT, entre as condições SF e 1% de CCEE, SF e 6% de CCEE e entre 1% e 6% de CCEE, foram calculadas de acordo com a Equação (16) e são apresentadas na Tabela 4. Nota-se, em ambas as condições de carga, que os níveis 4, 5, 6 e 7 são bons candidatos a serem utilizados para monitorar a condição do motor, pois apresentaram as maiores DPs entre as condições SF e com falha, assim como entre estágios da falha. Tal fato é pertinente pois, de acordo com a Tabela 3, esses níveis contemplam as frequências de ordem ímpar

(fundamental, 180 Hz, 300 Hz e 420 Hz), as quais carregam informações sobre o CCEE.

$$DP = \frac{E_{CCEE} - E_{Sem_Falha}}{E_{Sem_Falha}} \cdot 100 \quad (16)$$

Além disso, apesar do nível que contempla a frequência fundamental apresentar a maior energia, não necessariamente é o que apresenta a maior DP referente ao aumento da energia devido à falha, ou seja, outro nível de decomposição, que não seja aquele de maior energia, pode apresentar maior sensibilidade em relação à variação da severidade da avaria. No entanto, para se determinar qual dos níveis é mais sensível ao CCEE, seria necessário o conhecimento de dados prévios em várias condições de operação e percentuais de espiras em curto, ou algum tipo de algoritmo de inteligência artificial.

Ainda pela Tabela 4, observa-se nos níveis 4, 5, 6 e 7 (destacados em azul) que, para o acionamento sem carga, a DP da energia entre as condições sem falha e 6% de CCEE é maior do que quando comparados com o acionamento com carga nominal. No entanto, de modo geral, esta condição de operação ainda é mais desafiadora no que diz respeito à detecção de falha, uma vez que todas as grandezas relacionadas ao impacto da falha são quantitativamente pequenas e, portanto, pode ser mascarado por outros fatores, como, por exemplo, ruídos sobrepostos ao sinal de corrente.

Tabela 4 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha: motor acionado por conversor em MA, operando a 60 Hz, em vazio e com carga nominal.

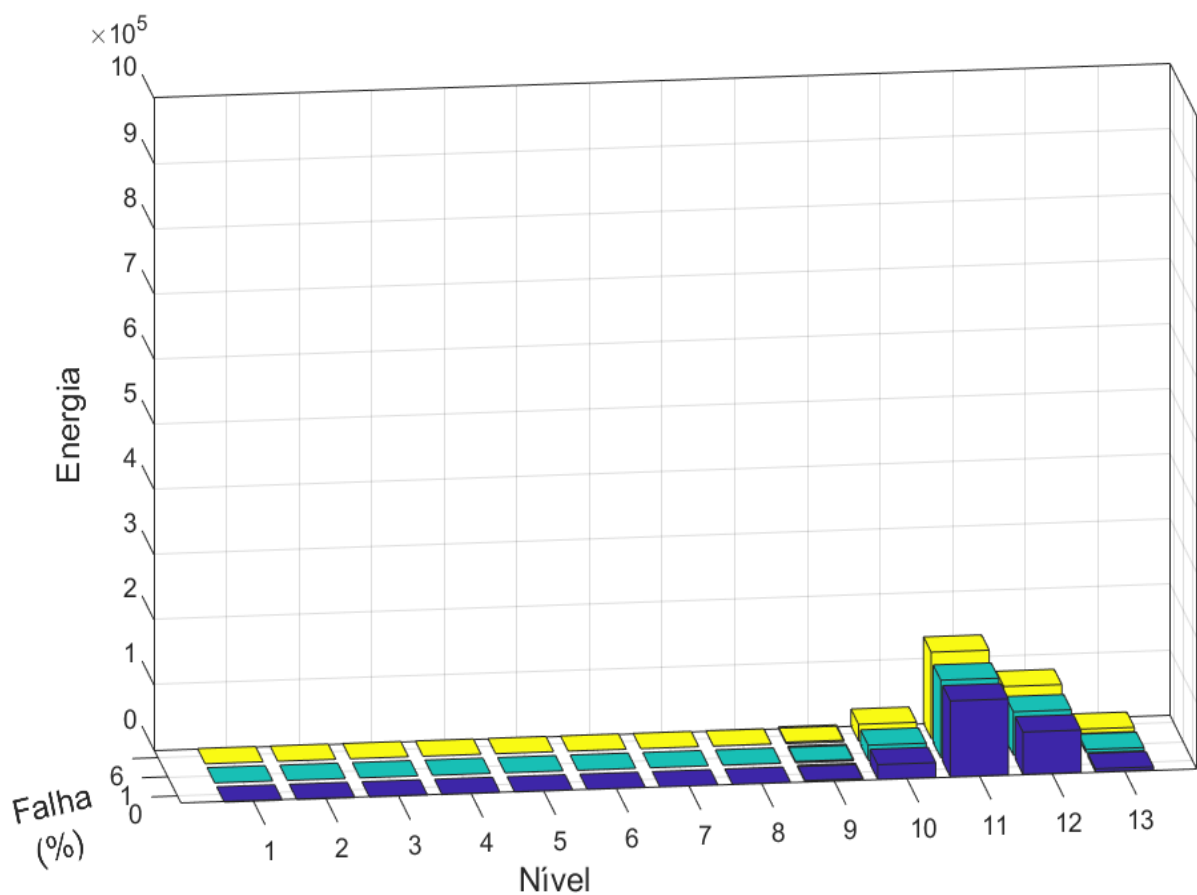
Nível	Limiar		Carga nominal			A vazio		
	Inferior	Superior	Severidade da falha			Severidade da falha		
			SF-1%	SF-6%	1-6%	SF-1%	SF-6%	1-6%
1	2500	5000	8,6088	82,371	67,916	8,6201	82,644	68,149
2	1250	2500	14,614	115,1	87,671	9,9846	98,337	80,331
3	625	1250	20,107	160,81	117,14	16,663	178,61	138,81
4	312,5	625	21,172	169,63	122,52	18,531	201,04	153,97
5	156,25	312,5	21,339	171,03	123,37	18,856	204,55	156,24
6	78,12	156,25	21,344	171,07	123,39	18,875	204,56	156,2
7	39,06	78,12	21,35	171,09	123,19	19,066	206,51	157,43
8	19,531	39,06	21,344	161,95	117,67	15,489	153,65	119,63

Fonte: Próprio autor.

Os níveis de decomposição da DWT considerando o motor operando a 3 Hz em vazio, nas condições SF e com espiras em curto, são apresentados na Figura 27. Nota-se, que o número de níveis necessários para a decomposição de um sinal é maior do que na condição anterior, isto ocorre porque, como definido pela Equação (14), quanto menor for a frequência fundamental do sinal maior será o número de níveis. Como já se sabe, as amplitudes dos componentes harmônicos ímpares comumente

utilizados para o monitoramento de falhas (neste caso, a fundamental, 9 Hz e 15 Hz), são demasiadamente dependentes da velocidade de operação. Logo, em baixas velocidades, os valores da energia associada a cada nível de detalhe da wavelet serão quantitativamente menores quando comparados com os níveis de energia obtidos quando o motor é acionado em velocidades maiores. Isto se deve ao fato de que, em velocidades menores, a tensão aplicada ao motor também é menor. Para exemplificar este fenômeno, basta comparar a magnitude da energia em cada nível de decomposição da DWT, apresentados nas Figuras 26 e 27.

Figura 27 - Energia da DWT: motor acionado por conversor em MA, operando a 3 Hz em vazio.



Fonte: Próprio autor.

Ademais, como nestas condições de operação o impacto da falha nas grandezas do motor é quantitativamente menor, as DPs da energia mostradas na Tabela 5, entre um nível de severidade da avaria e outro mais grave, são muito mais sutis do que em velocidades elevadas (Tabela 4). Por exemplo, enquanto que para o acionamento em 60 Hz (sem carga) a DP da energia entre as condições SF e 6% de CCEE do nível de detalhe 7, 6, 5 e 4 foram, respectivamente, de 206,51%, 204,56%, 204,55% e 201,04%, para o acionamento a 3 Hz em vazio a DP da energia para a mesma severidade

da falha nos níveis 11, 10, 9 e 8 foram de 12,93%, 13,97%, 14,71% e 17,47%, respectivamente. Portanto, em condições de operação a uma velocidade e torque reduzidos, a DF mostra-se bastante mais difícil.

Além da redução na magnitude da energia e na DP entre as condições de falha, é importante destacar o fato de que a alteração na frequência de acionamento implica na mudança do nível de decomposição que irá refletir as características da falha. Este fato condiz com a análise multiresolução, pois são os últimos níveis da decomposição que contemplam as componentes de baixas frequências. Entretanto, este deslocamento dos níveis de decomposição que carregam as informações da falha em função da frequência de acionamento, deve ser cuidadosamente analisado durante a formulação de um índice de detecção de falha, pois, além de dificultar, pode comprometer o diagnóstico caso o nível de decomposição escolhido não seja adequado.

Tabela 5 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha: motor acionado por conversor em MA, operando a 3 Hz em vazio.

Nível	Limiar		A vazio Severidade da falha		
	Inferior	Superior	SF-1%	SF-6%	1-6%
1	2500	5000	3,8253	19,801	15,387
2	1250	2500	3,9677	25,918	21,11
3	625	1250	3,9449	26,236	21,445
4	312,5	625	3,8671	25,755	21,073
5	156,25	312,5	3,7382	24,881	20,381
6	78,12	156,25	3,6623	24,329	19,936
7	39,06	78,12	3,4393	22,851	18,766
8	19,531	39,06	2,6382	17,475	14,456
9	9,76	19,531	2,2245	14,718	12,221
10	4,88	9,76	2,111	13,975	11,618
11	2,44	4,88	1,9501	12,93	10,77
12	1,22	2,44	2,1604	14,186	11,771
13	0,61	1,22	1,4088	9,2692	7,7513

Fonte: Próprio autor.

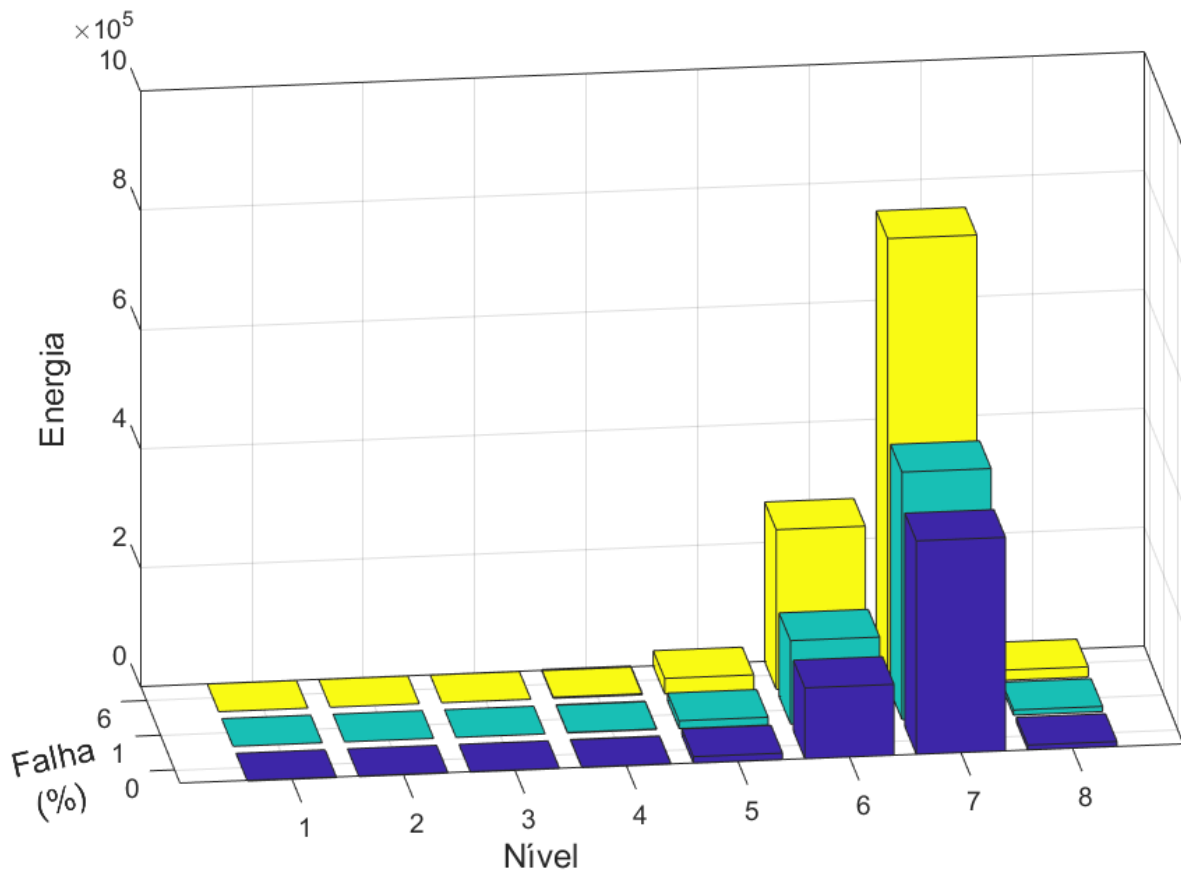
3.3.2 Motor Acionado por Conversor em Malha Fechada

Considerando um motor acionado por controle vetorial (*Field Oriented Control* – FOC) operando a uma velocidade de 1700 rpm, as Figuras 28 e 29 ilustram a energia associada aos níveis da DWT relativos às condições com carga nominal e em vazio; a Tabela 6 apresenta as respectivas DPs frente à variação da falha.

É de conhecimento comum sobre a teoria de controle que o acionamento irá impor os valores de tensão e frequência necessários ao motor para manter o rastreamento de trajetória desejado. Isto posto, percebe-se pelas figuras que, mesmo com alterações na frequência e no módulo da tensão de

alimentação imposta pelo controle devido à mudança da carga e da severidade da falha, os níveis de decomposição que concentram as maiores energias (ou seja, a frequência fundamental e as múltiplas ímpares) são os mesmos. Tal fato é esperado no contexto da DWT, uma vez que a escala das janelas se ajusta automaticamente à necessidade de cada resolução, onde são consideradas janelas curtas e largas para componentes de altas frequências e janelas longas e estreitas para componentes de baixas frequências (conforme explicado na seção 3.1). Logo, nas condições de acionamento consideradas, nas quais a largura da janela empregada nos níveis que contemplam a frequência fundamental e as múltiplas ímpares não são tão estreitas, as alterações na frequência impostas pelo controle não foram suficientes para deslocar as frequências características da falha para outro nível da decomposição DWT.

Figura 28 - Energia da DWT: motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm com carga nominal.

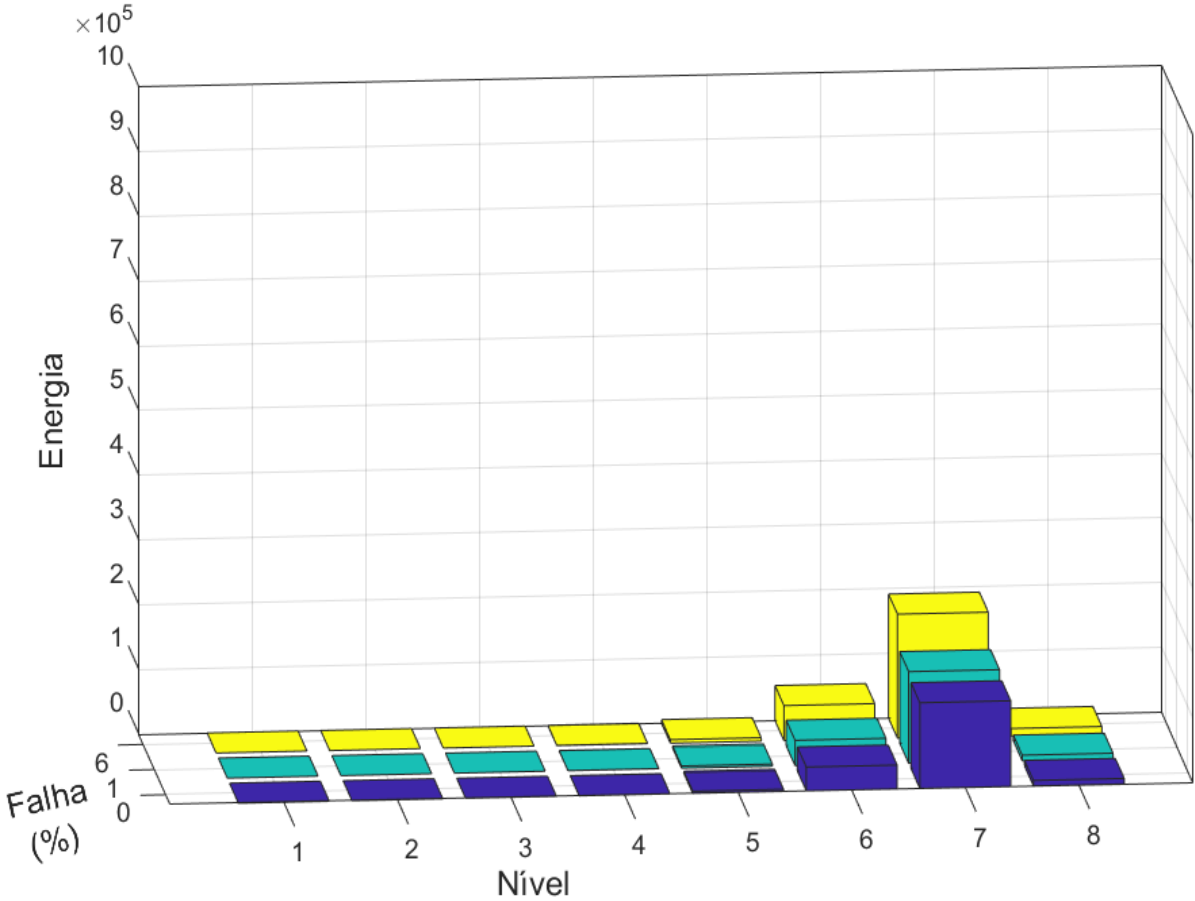


Fonte: Próprio autor.

Comparando o acionamento em MF (controle vetorial) e em MA (controle escalar), nota-se, à primeira vista, que o comportamento da distribuição da energia nos níveis de decomposição e a crescente DP na energia da DWT em função da falha são bastante similares, exceto pelo fato de que a magnitude da energia associada a cada nível e a DP devido ao CCEE são menores nesta condição

de acionamento. Este fato pode ser observado comparando-se os valores das Figuras 25 e 28, Figuras 26 e 29 e Tabelas 4 e 6. O fato de a DP da energia ser menor em um motor sob MF está relacionado ao fato de o controle reagir tentando compensar os efeitos da falha para forçar o motor a seguir as referências de velocidade e carga.

Figura 29 - Energia da DWT: motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm em vazio.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 6 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha: motor acionado por FOC, operando a 1700 rpm em vazio e com carga nominal.

Nível	Limiar		Carga nominal			A vazio		
	Inferior	Superior	Severidade da falha			Severidade da falha		
			SF-1%	SF-6%	1-6%	SF-1%	SF-6%	1-6%
1	2500	5000	-0,8049	43,309	44,472	-5,7294	24,625	32,2
2	1250	2500	27,677	100	56,646	8,5842	68,86	55,51
3	625	1250	22,178	142,03	98,097	6,5442	109,45	96,585
4	312,5	625	18,823	146,8	107,71	9,1182	92,581	76,488
5	156,25	312,5	18,532	136,66	99,659	7,4902	63,825	52,409
6	78,12	156,25	17,845	125,5	91,353	6,9388	47,207	37,655
7	39,06	78,12	15,989	109,2	80,359	7,0178	44,831	35,334
8	19,531	39,06	9,1055	113,77	95,926	3,0099	31,8	27,949

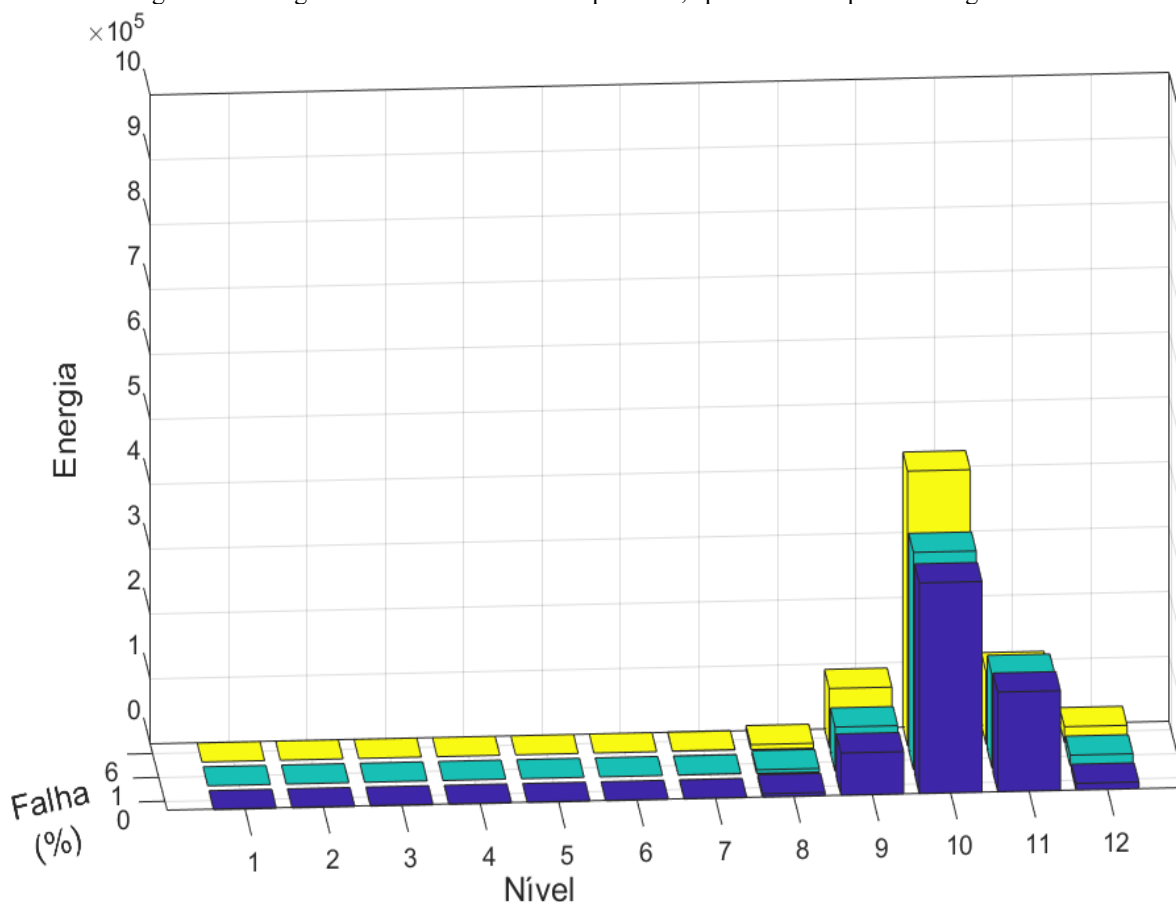
Fonte: Próprio autor.

As Figuras 30 e 31 ilustram a energia da DWT considerando o motor operando a uma

velocidade de 90 rpm com carga nominal e em vazio, respectivamente, além da condição normal e com falha. Assim como para um motor acionado por conversor operando em MA, devido à redução da amplitude da tensão de alimentação para a operação em baixas velocidades, a energia da DWT do motor sob este tipo de acionamento também é menor quando comparada à operação em velocidade mais elevada. Tal qual a magnitude da energia, o aumento na DP devido à falha também é menor, como mostrado na Tabela 7. Além disso, assim como observado na comparação entre o acionamento em malha aberta e fechada a 1700 rpm, a magnitude das energias e sua DP para o motor operando a 90 rpm também é menor em MF do que quando operando em MA, o que pode ser observado pela comparação das Figuras 27 e 31 e Tabelas 5 e 7.

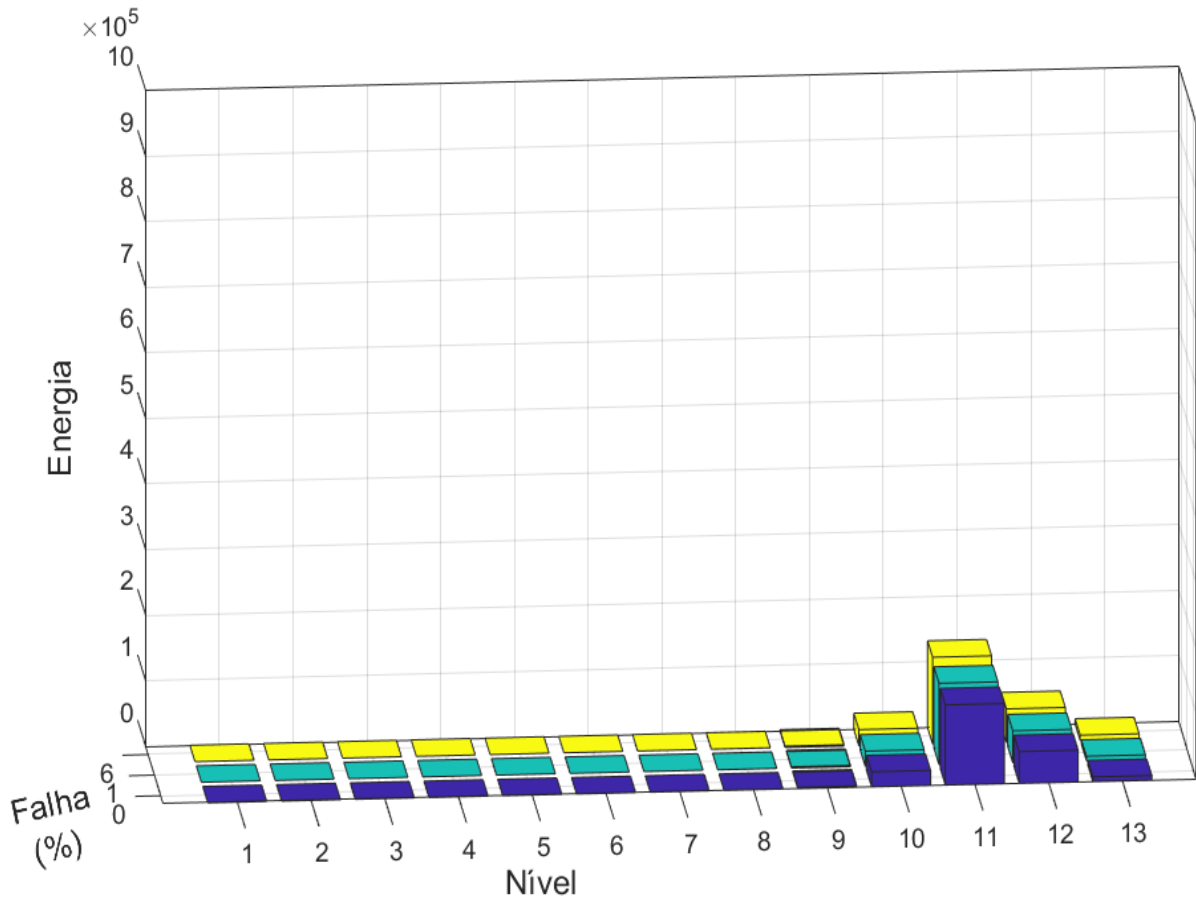
Todavia, neste caso, ao contrário do acionamento a uma velocidade de 1700 rpm em MF, observa-se que a alteração na frequência da tensão imposta pelo controle, devido à mudança de carga no eixo do motor, provocou um deslocamento da frequência fundamental do nível 10 para o nível 11. Isto ocorre porque, como mencionado, para a análise de componentes em baixas frequências as janelas empregadas pela DWT são longas no domínio do tempo e estreitas na frequência.

Figura 30 - Energia da DWT: motor acionado por FOC, operando a 90 rpm com carga nominal.



Fonte: Próprio autor.

Figura 31 - Energia da DWT: motor acionado por FOC, operando a 90 rpm em vazio.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 7 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha: motor acionado por FOC, operando a 90 rpm em vazio e com carga nominal.

Nível	Limiar		Carga nominal			A vazio		
	Inferior	Superior	Severidade da falha			Severidade da falha		
			SF-1%	SF-6%	1-6%	SF-1%	SF-6%	1-6%
1	2500	5000	2,7757	17,532	14,357	3,8116	21,688	17,22
2	1250	2500	7,2753	21,195	12,975	1,4453	20,146	18,434
3	625	1250	4,1203	15,072	10,518	5,0275	32,997	26,63
4	312,5	625	7,2544	10,46	2,9886	5,9807	10,63	4,3867
5	156,25	312,5	6,4035	24,707	17,202	2,2877	-0,50554	-2,7308
6	78,12	156,25	4,3466	52,42	46,071	8,371	4,0893	-3,9509
7	39,06	78,12	7,0226	51,358	41,426	4,1548	11,758	7,2994
8	19,531	39,06	4,9895	43,714	36,884	0,30671	6,8656	6,5388
9	9,76	19,531	5,024	39,662	32,981	1,1329	7,8133	6,6056
10	4,88	9,76	3,1795	30,449	26,429	1,0905	6,8477	5,6951
11	2,44	4,88	-6,2396	-27,375	-22,542	1,2549	8,0344	6,6955
12	1,22	2,44	64,506	132,98	41,627	0,63534	4,8164	4,1547
13	0,61	1,22				1,5523	12,584	10,863

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 8 apresenta, destacando apenas os níveis de maior energia, um resumo da DP na magnitude da energia entre a condição sem falta e as condições 1% e 6% de espiras curto circuitadas,

para todos os casos estudados nesta seção: motor acionado com controle escalar e vetorial, operando sob diferentes condições de velocidades e torque de carga.

Tabela 8 - Diferença Percentual na energia da DWT devido à falha.

Tabela 6 - Energia elétrica consumida em energia elétrica de acordo com a velocidade												
				Controle V/F				Controle FOC				
Limiar			Freq.	Carga nominal		A vazio		Vel.	Carga nominal		A vazio	
Nível	Inferior	Superior		SF-1%	SF-6%	SF-1%	SF-6%		SF-1%	SF-6%	SF-1%	SF-6%
5	156,25	312,5	60 HZ	21,41	171,77	18,85	204,55	1700 rpm	18,53	136,6	7,490	63,82
6	78,12	156,25		21,34	171,0	18,87	204,56		17,84	125,5	6,93	47,20
7	39,06	78,12		21,35	171,0	19,06	206,5		15,98	109,2	7,01	44,83
8	19,53	39,06		20,19	159,93	15,48	153,6		9,105	113,77	3,00	31,8
8	19,53	39,06	3 Hz			2,63	17,47	90 rpm	4,98	43,71	0,30	6,86
9	9,76	19,53				2,22	14,71		5,024	39,66	1,13	7,81
10	4,88	9,76				2,111	13,97		3,17	30,44	1,09	6,84
11	2,44	4,88				1,950	12,93		-6,23	-27,37	1,25	8,03
12	1,22	2,44				2,1604	14,186		64,50	132,98	0,63	4,81

Fonte: Próprio autor.

A partir dos resultados apresentados, nota-se que, independentemente do tipo de acionamento (controle escalar ou orientado de campo), a magnitude da energia DWT é maior quando o motor está operando em velocidades mais elevadas do que em baixas velocidades, bem como quando à plena carga do que em vazio. Deste modo, quando o motor estiver operando em baixas velocidades e a vazio, ou com carga reduzida, torna-se um cenário de extrema dificuldade para a DF em seu estágio inicial. Vale ressaltar que os efeitos destrutivos da falha (principalmente o sobreaquecimento dos enrolamentos do estator) estão relacionados com a amplitude da corrente de falha; logo, se a corrente de falha é baixa, o seu efeito de degradação no motor também será.

Além disso, como era de se esperar, a magnitude da energia no nível de decomposição da DWT que contempla a componente fundamental aumenta em função da falha. Todavia, este pode não ser o nível que apresenta a maior DP. Percebe-se que, na maioria dos casos, os níveis de decomposição que contemplam as múltiplas da fundamental (3º e 5º ordem, principalmente), geralmente apresentam maior sensibilidade com relação a severidade da falha. Daí vem a necessidade de se escolher qual é o melhor – ou os melhores – níveis a serem empregados, de modo a se realizar uma DF eficiente.

Vale destacar que, em razão da ação do controle para compensar os efeitos causados pela falha, a magnitude da energia, assim como sua DP em função da severidade do CCEE, é menor quando o motor está sob controle em MF do que quando acionado em MA. Assim, o processo de diagnóstico, quando motores são acionados por controle realimentado, principalmente em condições de baixa velocidade e carga reduzida, é ainda mais complexo.

Por fim, tem-se que os níveis de decomposição que melhor representam a falha são diretamente dependentes da frequência de alimentação do motor. Assim, os níveis de decomposição

da DWT que contêm informações características sobre o CCEE irão depender da velocidade e da carga acionada, ou até mesmo do grau de severidade da falha. Portanto, ressalta-se que, no âmbito de motores acionados em MF, a escolha adequada do nível de energia mais apropriado para propiciar um diagnóstico preciso e confiável é uma questão ainda mais delicada do que quando o motor se encontra operando em MA, visto que neste caso a frequência de acionamento varia dinamicamente.

3.3 Conclusões

Neste capítulo, apresentou-se, brevemente, os fundamentos teóricos relacionados à transformada de wavelet discreta, abordando a escolha dos três principais parâmetros empregados para que o processo da análise do sinal seja efetuado de maneira adequada e propicie uma DF eficiente. Tais parâmetros são a escolha da wavelet-mãe, o número de níveis de decomposição e, principalmente, os níveis de decomposição a serem empregados na detecção de falhas. Neste contexto, utilizando o conceito da energia da wavelet, foi realizada uma análise da aplicação da DWT nos sinais de corrente do motor considerando diferentes condições de sua operação, incluindo alterações na velocidade do acionamento e da carga, assim como diferentes estágios da falha. Com base no estudo realizado, as principais conclusões obtidas foram:

- Ainda que outras wavelets possam também ser empregadas, neste trabalho será adotada a wavelet Daubechies 2 (db2), devido às suas características intrínsecas e por ser amplamente aplicada no contexto de detecção de falhas.
- Sabendo que existe um número mínimo necessário para representar todas as características do sinal (considerando que normalmente a frequência de amostragem do sinal é fixa), para cada frequência de acionamento será necessário um número diferente de composições. Deste modo, para cada frequência de acionamento considerada, será necessário um número mínimo de níveis para uma correta decomposição DWT.
- Independentemente do tipo de acionamento e da condição de operação (velocidade e carga), a maior energia corresponde ao nível que contempla a frequência fundamental de acionamento. Além disso, nos níveis de decomposição que contemplam as frequências características da falha, há um incremento na magnitude da energia conforme a evolução de sua severidade, bem como na diferença percentual entre as condições sem e com falha.
- Em razão da ação do controle para compensar os efeitos causados pela falha, a diferença percentual referente ao aumento da energia devido à falha é menor para o FOC do que para o controle V/f.

- Independentemente do tipo de acionamento utilizado (V/f ou FOC), da velocidade, carga ou severidade da falha, no que diz respeito a energia dos níveis de decomposição da DWT, existe um comportamento característico bastante semelhante, diferenciando-se apenas pelo fato de apresentarem menor magnitude nas condições de carga e velocidade reduzidas. Acredita-se que tal característica possa ser explorada para fornecer informações relevantes para a seleção do nível mais sensível e/ou na detecção de falha.
- Visto que tanto a magnitude da energia como a diferença percentual entre níveis é menor quando o motor está operando sob FOC (além da menor magnitude da energia quando o motor está operando em menores velocidades e em vazio), praticamente não há distinção entre os níveis de energia de um motor sem falha e com CCEE, nessas condições de operação. Portanto, principalmente se o motor estiver operando com controle em MF, uma condição de baixa velocidade e sem carga se mostra a mais desafiadora em termos da detecção de falha.
- Outro nível de decomposição que não seja aquele de maior energia pode apresentar maior DP devido à severidade falha; por essa razão, é muito importante escolher o nível que melhor representa as características da falha em cada condição de operação. Na maioria dos casos, os níveis que contemplam as múltiplas frequências da fundamental apresentam maior sensibilidade com relação à severidade da falha.
- Os níveis (ou o nível) de decomposição que melhor representam a falha são diretamente dependentes da frequência de alimentação do motor. Dessa forma, tais níveis irão depender da velocidade e da carga acionada, ou até mesmo da severidade da falha. Portanto, no âmbito de motores acionados sob controle vetorial, onde a frequência de acionamento é dinamicamente variável, a escolha adequada do nível de energia empregado na identificação da falha é ainda mais delicada do que quando o motor se encontra operando em malha aberta.
- Por fim, visto que a energia depende do percentual de espiras em curto, é possível analisar a energia da wavelet a fim de identificar um padrão e, assim, realizar a DF conforme a sua variação. No entanto, escolher qual nível da DWT deve ser utilizado e a maneira como ele deve ser analisado para proporcionar uma detecção eficaz não é uma tarefa simples. Isto se deve ao fato de que, conforme foi extensivamente investigado neste capítulo, as variações dinâmicas na frequência de alimentação do motor podem alterar o nível de decomposição mais adequado a ser usado para a DF. Além disso, os valores de velocidade e carga influenciam a magnitude da energia e, conseqüentemente, a sua diferença

percentual em função da severidade da falha; em outras palavras, alteram a sensibilidade do método em relação à severidade da avaria.

ANÁLISE DA DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA E MÉTODO DE SELEÇÃO DE NÍVEIS

Escolher qual nível deve ser utilizado na DF, não é uma tarefa fácil. Isto se deve ao fato de que as variações dinâmicas na frequência de alimentação do motor podem alterar o nível de decomposição mais adequado a ser usado. Neste contexto, a partir do comportamento da distribuição da energia da DWT revelado nos resultados do capítulo anterior, será realizada uma investigação detalhada do comportamento da distribuição de energia no sinal de corrente. Posteriormente, tendo sempre como requisito a limitação de memória e processamento do *drive* de acionamento no qual busca-se aplicar a metodologia desenvolvida neste trabalho, alguns métodos serão avaliados para a seleção dos níveis da DWT a serem utilizados na composição do índice de DF, sem requerer treinamento ou conhecimentos prévios sobre o motor. Por último, será realizada uma análise preliminar do custo computacional do método de seleção proposto.

4.1 Considerações Gerais

As técnicas de otimização computacional são ferramentas muito utilizadas em problemas onde se deseja encontrar, dentro de uma determinada região do espaço, soluções máximas ou mínimas de uma função objetivo, ou seja, as soluções que otimizam o problema em questão.

Os problemas de otimização sempre estiveram presentes na história da humanidade, desde a simples busca/cultivação efetiva de alimentos até a determinação de rotas mais adequadas para comercialização em sociedades antepassadas. Atualmente, a existência de problemas cada vez mais complexos, nas diversas áreas de conhecimento como, por exemplo, negócios, ciências físicas, químicas e biológicas, engenharia, arquitetura, economia e administração, tem estimulado a busca por computadores e algoritmos de otimização cada vez mais eficientes (GALSKI, 2007).

A complexidade na busca pela otimização em questões reais está diretamente relacionada com as formas das funções objetivo e restrições que o problema apresenta, as quais podem ser unidimensionais ou multidimensionais, diferenciáveis ou não-diferenciáveis, lineares ou não-lineares, convexas ou não-convexas, uni-escala ou multi-escala, dentre outros (TAKAHASHI, 2007). A característica mais comumente presente nestes problemas está, provavelmente, na incerteza de que a solução obtida seja realmente a melhor, isto é, muitas vezes chega-se a um ótimo local ao invés de um ótimo global (ROSAL; PROGRMAÇÃO, 2007). Essa característica está presente na maioria dos

modelos matemáticos não-lineares, a qual conduziu ao surgimento de métodos de programação não-linear.

De modo geral, não existe uma técnica que seja capaz de englobar todos os parâmetros e que seja aplicável a todos os problemas; porém, existem métodos de otimização que se diferem nos mais variados aspectos, de forma que podem proporcionar boas aproximações para as soluções ótimas ou fornecerem soluções locais que satisfaçam parte dos requisitos preestabelecidos. Neste sentido, ao longo do processo da modelagem do problema devem ser avaliadas as vantagens conceituais e computacionais de cada um dos diferentes métodos, escolhendo aquele que melhor se adequa e se aproxime mais da solução desejada. Algumas das medidas importantes que devem ser consideradas durante a construção e implementação do código que descreve o problema são o custo computacional e a memória exigida para a execução da técnica, principalmente quando o método de otimização deve ser empregado em dispositivos microcontrolados.

Alguns métodos de otimização computacional se mostram ferramentas bastante promissoras, podendo ser uma abordagem adequada para a seleção dos melhores níveis de energia da decomposição DWT para o processo de detecção da falha de curto-circuito, isto é, para a determinação do nível ótimo da DWT que melhor retrate a condição de curto-circuito entre espiras do estator. Entretanto, a partir dos resultados da investigação criteriosa sobre a decomposição do sinal de corrente utilizando a DWT, apresentados na seção 3.2, notou-se que a energia dos níveis da DWT exibem um comportamento característico bastante semelhante entre si para as mais diversas condições de acionamento do motor (tipo de controle, carga acionada, velocidade de operação e severidade de falha), diferenciando-se apenas pelo fato de apresentarem menor ou maior magnitude, a depender das condições de acionamento consideradas. Por conseguinte, e tendo-se em vista as limitações (em termos de memória, principalmente) do *drive* de acionamento do motor, optou-se por fazer uso do comportamento da distribuição de energia da DWT no desenvolvimento de uma metodologia de menor custo computacional, mas suficientemente eficaz para a aplicação pretendida.

Deste modo, no presente capítulo, a característica apresentada pela DWT será explorada com vistas ao desenvolvimento de um método de seleção do nível desta decomposição a ser empregado na constituição do índice de DF discriminativo do curto-circuito. Tal análise auxiliará o desenvolvimento do método de seleção proposto, mostrando quais bandas são mais sensíveis à falha e como se comportam frente às variações da frequência do acionamento provenientes das condições de velocidade, carga e severidade da falha. Isso possibilitará a identificação de uma estratégia adequada para a composição do método de seleção dos níveis de decomposição da DWT, cuja premissa é de que seja simples, eficaz e computacionalmente leve. Cabe ressaltar que, na literatura

consultada, apenas um trabalho apresenta uma metodologia para a seleção de níveis da DWT (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021). Contudo, o método aplicado, por necessitar da análise de diversos subconjunto dos níveis, incluindo cálculos de probabilidades e análise discriminante, não se mostra interessante para os propósitos deste trabalho, cuja premissa inicial é a utilização de um método que possa ser embutido no DSP do próprio conversor.

4.2 Análise da Distribuição de Energia da DWT

Para este estudo, foram consideradas as condições operacionais apresentadas na Tabela 9, sendo que, em cada simulação computacional do MI, cujos parametros são apresentados na Tabela 1, as correntes de estator da fase *A* foram armazenadas, desconsiderando-se o transitório de partida. Além da condição de operação normal, isto é, sem falha, foram realizadas simulações considerando-se 1% e 6% de CCEE.

Tabela 9 - Condições operacionais simuladas.

V_n [rpm]		T_n [%]		
1700	100	60	30	0
1080	100	60	30	0
540	100	60	30	0
90	100	60	30	0

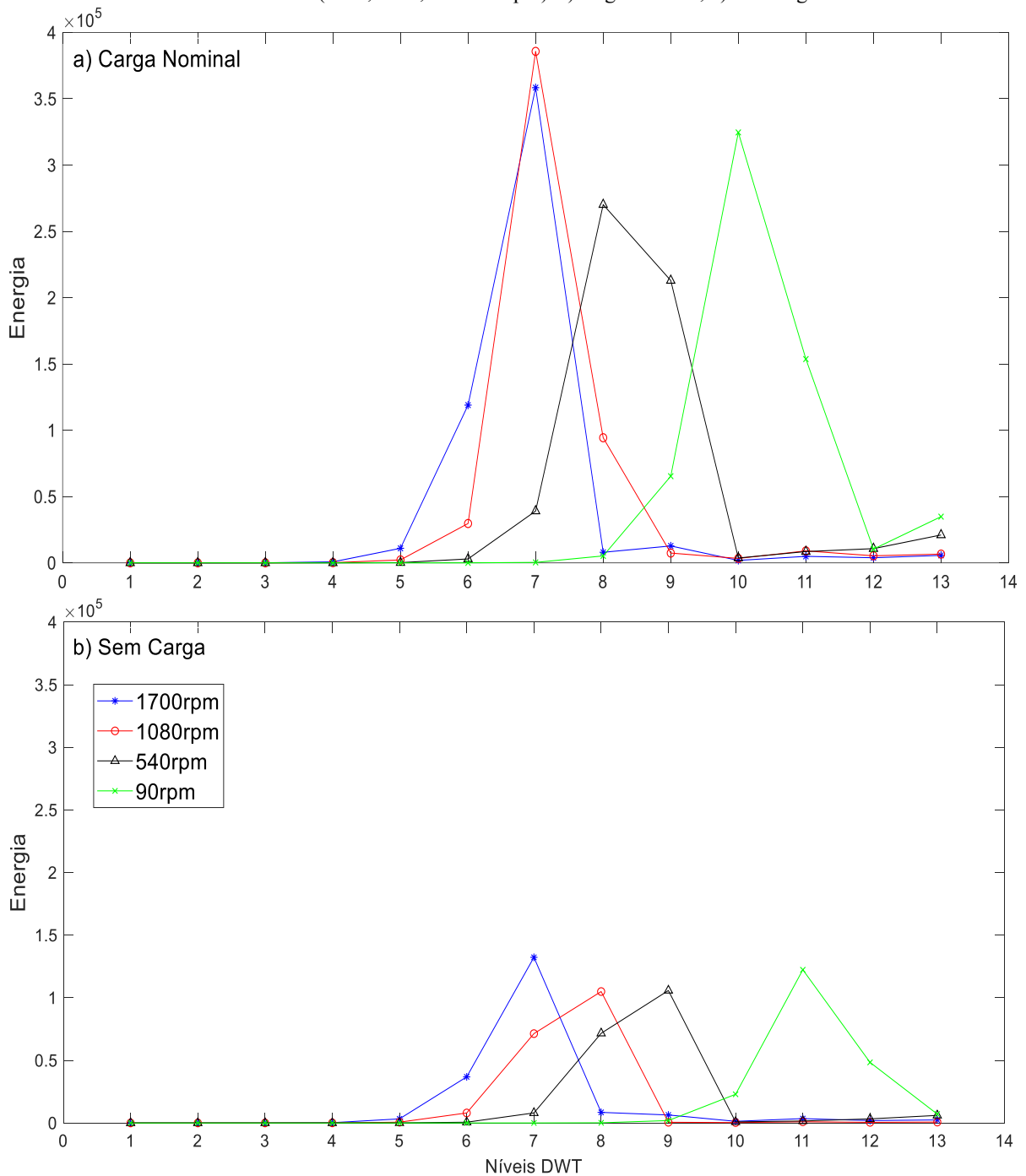
Fonte: Próprio autor.

Assim como no capítulo anterior, neste trabalho o número de decomposições DWT para cada condição foi calculado utilizando a Equação (14), na qual f_s representa a frequência de amostragem e f a frequência do sinal, sendo necessários no mínimo 8 e 13 níveis para a maior e menor velocidade consideradas no acionamento do motor, respectivamente. Apenas para facilitar a visualização e compreensão deste estudo, foi escolhido o limite superior $L = 13$ na decomposição dos sinais em todas as condições de operação, sendo a wavelet Db2 empregada na constituição dos filtros da DWT. Após a decomposição dos sinais de corrente, a energia dos k coeficientes de detalhe (C) foi calculada pela Equação (13), para cada um dos L níveis obtidos.

A Figura 32 ilustra a distribuição da energia dos sinais de corrente da fase *A* quando o MI opera nas velocidades de 1700 rpm, 1080 rpm, 540 rpm e 90 rpm, a plena carga e em vazio, considerando uma máquina em condições normais, ou seja, sem falha. Pela figura, observa-se que independentemente da velocidade de operação e da carga, as distribuições de energia apresentam formatos bem característicos, os quais encontram-se centrados em diferentes níveis das respectivas decomposições DWT, deslocando-se de acordo com a frequência de acionamento da máquina. Desse

modo, à medida que a velocidade de operação diminui (e, conseqüentemente, a frequência de acionamento), o centro da curva de distribuição de energia tende a se deslocar para a direita do gráfico e centraliza-se nos últimos níveis de decomposição, os quais contemplam as menores frequências do sinal.

Figura 32 - Distribuição da energia DWT da corrente de estator da fase A do MI sem falha, para diferentes velocidades do acionamento (1700, 1080, 540 e 90 rpm): a) carga nominal; b) sem carga.



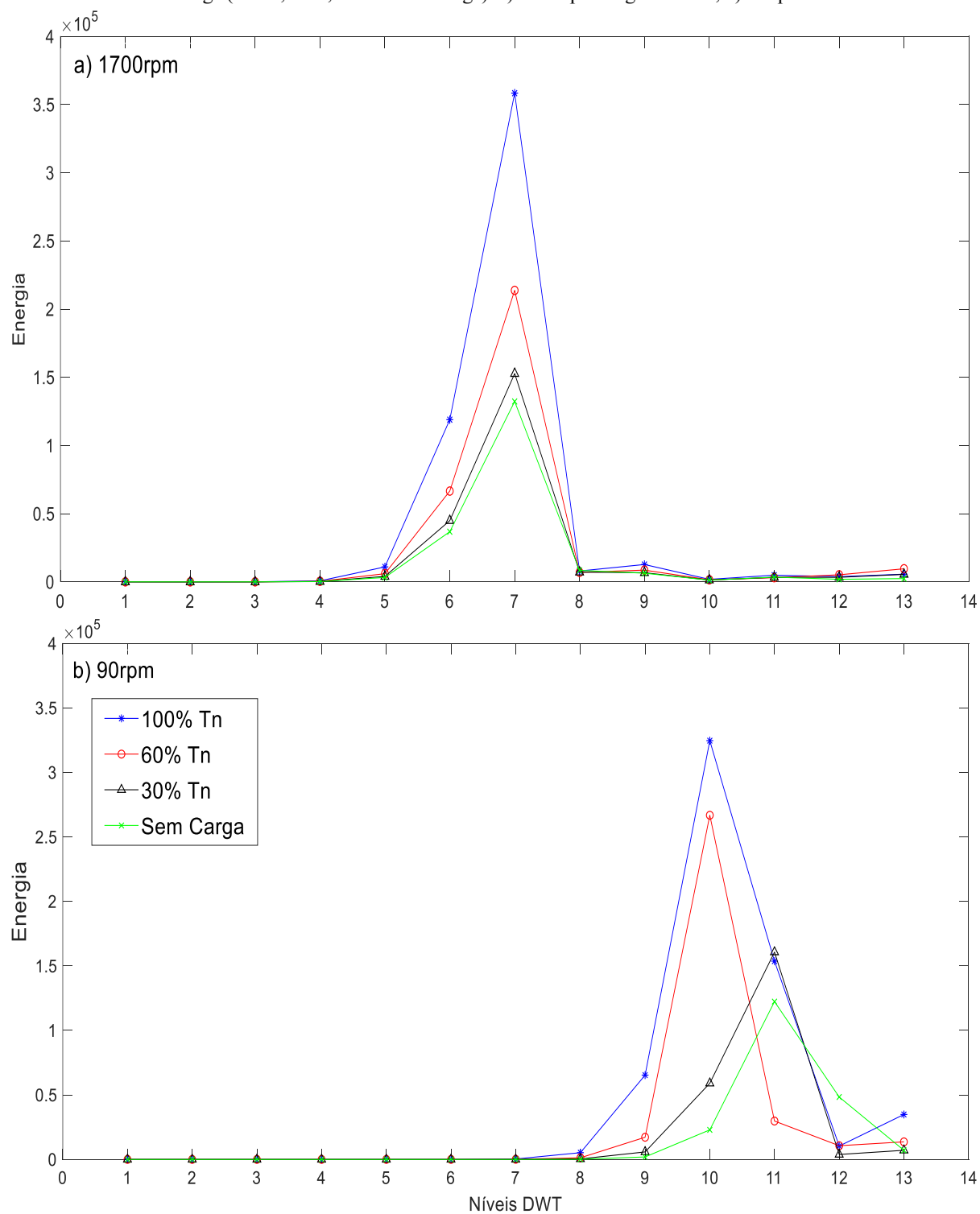
Fonte: Próprio autor.

Com relação à variação da carga do acionamento, tem-se pela Figura 33 que, assim como na variação da velocidade de operação do MI, as distribuições de energia apresentam o mesmo formato característico e encontram-se centrados nos últimos níveis da decomposição DWT quando o motor está acionado em baixa velocidade (Figura 23b). Todavia, observa-se um deslocamento da curva em função da variação do torque de carga quando o motor está operando em baixas velocidades. Isto se deve ao fato de que, como explicado na seção 3.1, no contexto da DWT, a escala das janelas (compressão e dilatação) se ajusta automaticamente à necessidade de cada resolução, sendo consideradas janelas curtas e largas para componentes de altas frequências, e janelas longas e estreitas para componentes de baixas frequências. Logo, o deslocamento da curva de distribuição de energia é mais susceptível a pequenas alterações na frequência de acionamento quando o motor estiver operando em baixas velocidades (menores frequências de acionamento) do que em velocidades mais elevadas (altas frequências de acionamento).

Quando a distribuição de energia da DWT é analisada no que diz respeito às condições sem falha e com falha, conforme apresentado na Figura 34, percebe-se que a curva de distribuição não se desloca em função da severidade da falha, visto que a falha incipiente provoca alterações sutis na frequência de acionamento do MI. Entretanto, vale ressaltar que, no caso de falhas mais severas, ou até mesmo de falhas incipientes em que suas frequências características estiverem próximas do limiar superior dos níveis de composição da DWT, pode ocorrer o deslocamento da curva como consequência do surgimento ou evolução do CCEE.

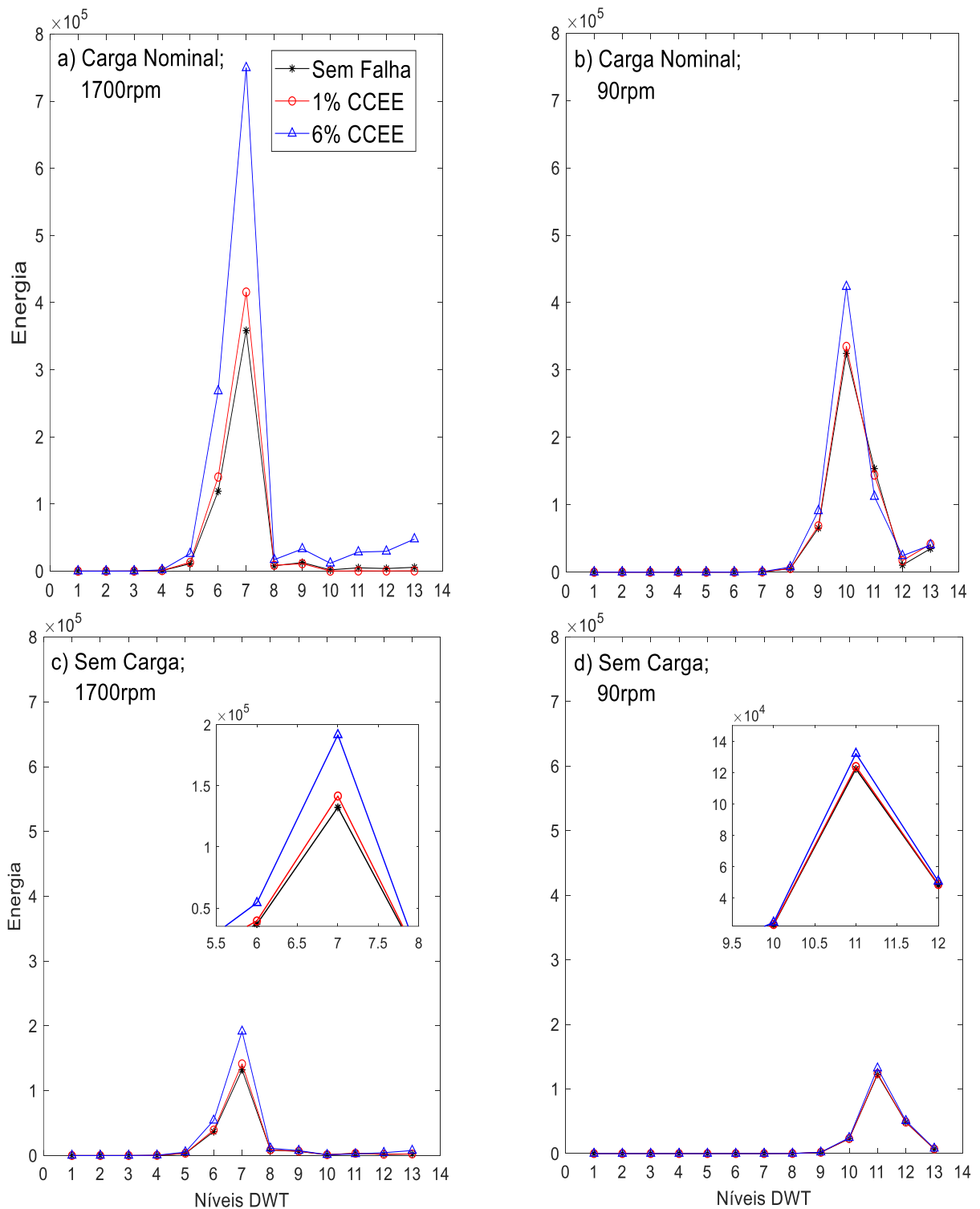
Ainda pela Figura 34, é possível notar que a energia de alguns níveis da DWT de fato apresenta maior sensibilidade ao CCEE. De modo a mensurar o impacto da falha, a DP da energia entre as condições de curto-circuito e a condição normal (sem falha) foi calculada de acordo com a Equação (16). Estimativas da média e do desvio padrão do parâmetro DP foram calculados considerando os 5 níveis de distribuição de energia que contêm as maiores diferenças de magnitude entre essas condições, as quais encontram-se localizadas no interior da curva das distribuições de energia, conforme apresentado na Tabela 10.

Figura 33 - Distribuição da energia DWT da corrente de estator da fase A do MI sem falha, para diferentes condições de carga (100%, 60%, 30% e Sem Carga): a) 1700 rpm carga nominal; b) 90 rpm.



Fonte: Próprio autor.

Figura 34 - Distribuição de energia da DWT da corrente de estator da fase A do MI, sem falha e com falha (1% e 6% de CCEE) para diferentes condições de operação: a) 1700 rpm e carga nominal; b) 90 rpm e carga nominal; c) 1700 rpm e sem carga; d) 90 rpm e sem carga.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 10 - Níveis considerados para cada condição de operação.

Condições		Níveis DWT				
Velocidade	Carga	1°	2°	3°	4°	5°
1700 rpm	Nominal	7	6	5	4	3
	Vazio	7	6	5	4	3
900 rpm	Nominal	10	9	8	7	6
	Vazio	11	10	9	8	7

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 11 apresenta os valores de DP entre as condições 6% de CCEE e sem falha. Pela tabela, os valores obtidos reforçam o fato de que a energia dos níveis aqui considerados é capaz de distinguir a condição sem falha da condição de curto-circuito. Além disso, a diferença percentual e, consequentemente, a capacidade do método de DF, é menor para a condição de baixa velocidade e sem carga, a qual se mostra como sendo a condição mais desafiadora em termos da detecção, principalmente em condições incipientes.

Tabela 11 - Diferença Percentual entre as condições sem falha e 6% de CCEE.

Condições		Nível da DWT Considerado					Média	Desvio
Velocidade	Carga	1°	2°	3°	4°	5°		
1700 rpm	Nominal	7.4971	2.6825	0.2599	0.0189	0.0013	12.8823	2.5765
1700 rpm	Vazio	1.9159	0.5418	0.0535	0.0043	0.0004	2.5159	0.5032
90 rpm	Nominal	4.2366	0.9096	0.0756	0.0059	0.0007	5.2285	1.0457
90 rpm	Vazio	1.3217	0.2448	0.0208	0.0014	0.0001	1.5888	0.3178

Fonte: Próprio autor.

4.3 Seleção dos Níveis de Decomposição da DWT

Uma vez que os níveis da DWT capazes de distinguir a falha se alteram com a frequência de acionamento do motor (tal como discutido na seção anterior), uma seleção adequada destes níveis é fundamental para a detecção do CCEE. Tal seleção se torna crucial quando o motor está operando em condições de controle em malha fechada, como no FOC, uma vez que a frequência da tensão imposta à máquina varia dinamicamente em reação às variações da carga e controle da velocidade, ao longo da operação do motor.

Analisando-se as distribuições de energia da DWT apresentadas nas Figuras 32 a 34, é possível notar que o nível no qual a componente fundamental se encontra e alguns níveis adjacentes podem distinguir a condição de operação normal do CCEE. Logo, a simples seleção destes níveis, a partir da estimação da frequência do acionamento, pode ser uma escolha adequada. Não obstante, é importante ressaltar que as condições operacionais do MI podem alterar os níveis da DWT susceptíveis à falha, como pode ser notado pelas Figuras 34-c e 34-d, onde a variação da carga altera

a componente fundamental do nível 10 para o nível 11, respectivamente, para uma mesma condição de velocidade. Considerando que os níveis superiores da decomposição DWT apresentam faixas de frequências mais estreitas, a aplicação do método de seleção supracitado necessita de uma estimação precisa da frequência fundamental do acionamento, sem a qual erros podem ocorrer na DF, principalmente em condições de baixa velocidade.

De forma a realizar a seleção dos níveis da DWT sem a necessidade de parâmetros adicionais, isto é, utilizando apenas as informações já disponíveis nas distribuições de energia, alguns métodos foram avaliados na presente etapa deste trabalho, tendo como requisito a limitação de memória e processamento do *drive* de acionamento no qual busca-se aplicar o produto deste trabalho.

4.3.1 Método Baseado em Parâmetros Estatísticos e Regressão

Para o desenvolvimento do presente capítulo, uma primeira abordagem investigada para a seleção de níveis da DWT foi considerar as curvas de energia como distribuições Gaussianas e, com isso, obter parâmetros estatísticos característicos deste tipo de distribuição. Neste sentido, a *Skewness* e a *Kurtosis* podem ser calculadas, que são variáveis que representam medidas da assimetria e do achatamento de uma distribuição com relação à distribuição normal (RYAN, [s.d.]), respectivamente, sendo calculadas de acordo com as Equações (17) e (18), nesta ordem:

$$Sk = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \frac{(E_j - \mu)^3}{\sigma^3} \quad (17)$$

$$Ku = \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \frac{(E_j - \mu)^4}{\sigma^4} \quad (18)$$

onde μ é a média e σ o desvio padrão da distribuição de energia dos L níveis da DWT.

As Tabelas 12 e 13 apresentam, respectivamente, os valores dos parâmetros Sk e Ku , para algumas das condições operacionais consideradas para o MI (velocidade nominal e 90 rpm, carga nominal e sem carga). Pelas tabelas, é possível notar que os parâmetros estatísticos se alteram mais significativamente de acordo com a velocidade de operação do motor, sendo que menores variações ocorrem de acordo com a presença ou não do CCEE e da carga aplicada ao eixo. Por conseguinte, uma análise dos valores da *Skewness* e da *Kurtosis* pode, de fato, indicar a velocidade do motor e, consequentemente, o nível da DWT no qual a distribuição de energia encontra-se centrado.

Tabela 12 - *Skewness* da distribuição de energia da DWT da fase A.

Condição	1700 rpm, Carga Nominal	1700 rpm, Sem carga	90 rpm, Carga Nominal	90 rpm, Sem carga
Sem Falha	1,912	2,044	2,955	3,153
1% CCEE	1,902	2,039	2,928	3,153
6% CCEE	2,794	2,022	2,807	3,153

Fonte: Próprio autor.

Tabela 13 - *Kurtosis* da distribuição de energia da DWT da fase A.

Condição	1700 rpm, Carga Nominal	1700 rpm, Sem carga	90 rpm, Carga Nominal	90 rpm, Sem carga
Sem Falha	4,735	5,443	10,470	11,711
1% CCEE	4,680	5,419	10,308	11,711
6% CCEE	5,374	5,331	9,586	11,710

Fonte: Próprio autor.

Para a aplicação deste método de seleção, modelos de Regressão Linear Múltipla podem ser ajustados a partir das variáveis estatísticas calculadas, os quais podem ser facilmente embutidos no conversor de frequência por se tratarem de simples equações polinomiais (e, portanto, de baixo custo computacional). Não obstante, em condições reais, uma vez que não há um conhecimento prévio acerca das variações dos parâmetros Sk e Ku do acionamento em questão, uma varredura/rastreamento das velocidades operacionais do motor deve ser realizada. Ademais, em muitos casos, não existe possibilidade de aplicação de carga no eixo do motor durante essa varredura das velocidades, sendo que a mesma deve ser realizada com o motor a vazio, fato que pode comprometer a capacidade de estimação dos níveis pelo modelo de regressão e, conseqüentemente, culminar na seleção errônea dos níveis da DWT. Por conseguinte, o desenvolvimento deste método de seleção foi descartado, sendo outra técnica explorada.

4.3.2 Método de Comparação Sequencial das Energias

Este método de seleção foi proposto a partir do comportamento observado nas distribuições de energia da DWT das correntes do motor (obtidas no capítulo anterior), quando se percebe que os principais níveis da DWT capazes de detectar a falha se encontram na ascensão da curva, conforme pode ser observado na Figura 34. Assim, o monitoramento de uma variação positiva da energia entre níveis consecutivos pode indicar os níveis da DWT presentes na subida da curva de energia, os quais estão intrinsicamente relacionados com a frequência fundamental do acionamento e com os primeiros harmônicos de ordem ímpar. Ainda que em algumas condições operacionais os níveis de energia localizados na descida da curva apresentem alguma sensibilidade para a detecção da falha, uma vez que todo o espectro harmônico da corrente sofre alterações devido à mesma, esta região não apresenta correlação entre a energia e a ocorrência/severidade do CCEE, inclusive não contemplando as

frequências tradicionalmente conhecidas e utilizadas na DF. Portanto, a região da descida da curva não será considerada na elaboração deste método de seleção.

A comparação sequencial entre níveis adjacentes da DWT pode ser realizada utilizando a Equação (19), na qual a normalização pelo máximo valor da distribuição de energia é realizada com o intuito de facilitar o estabelecimento de limiares de variação para a seleção de níveis.

$$\Delta E_{(j+1)-(j)} = \frac{E_{j+1} - E_j}{\max E}, \quad 1 \leq j < L - 1 \quad (19)$$

Por meio da Equação (19), e considerando um determinado limiar (*threshold* – *thrs*) de seleção, os níveis *j* da DWT para a DF são aqueles em que $\Delta E \geq thrs$. Cabe ressaltar que na descida da curva de distribuição de energia $\Delta E < 0$, enquanto que nas outras regiões da mesma $\Delta E \cong 0$, independentemente da condição de operação do MI.

A Tabela 14 apresenta, em destaque, os níveis da DWT selecionados com o método de Comparação Sequencial (denominado como *CompSeq*), aqui proposto, considerando a condição da máquina com 6% de CCEE e $thrs = 0,1E_{máx}$ (valor escolhido empiricamente, correspondente a 10% do valor máximo da distribuição das curvas de energia). Os limiares (*thrs*) para cada condição mostrada na Tabela 14 são, respectivamente, 0,7497, 0,4237, 0,1916, 0,1322. Pela tabela, observa-se que os níveis selecionados de fato correspondem àqueles situados na subida da curva da distribuição de energia (Figura 34), os quais estão relacionadas à região que apresenta a maior DP de energia entre as condições sem falha e com falha da Tabela 11.

Tabela 14 - Diferenças de energia entre os níveis subsequentes da DWT para 6% de CCEE.

$\Delta E_{(j+1)-(j)}$	1700 rpm	1700 rpm	90 rpm	90 rpm
	Carga Nominal	Vazio	Carga Nominal	Vazio
ΔE_{2-1}	-0,0003	-0,0002	0	0
ΔE_{3-2}	0,0012	0,0004	0	0
ΔE_{4-3}	0,0176	0,0039	0,0001	0
ΔE_{5-4}	0,2410	0,0492	0	0
ΔE_{6-5}	2,4226	0,4883	0,0003	0
ΔE_{7-6}	4,8146	1,3741	0,0049	0,0001
ΔE_{8-7}	-7,3266	-1,8044	0,0700	0,0013
ΔE_{9-8}	0,1605	-0,0350	0,8375	0,0194
ΔE_{10-9}	-0,2137	-0,0643	3,3219	0,2240
ΔE_{11-10}	0,1663	0,0124	-3,1185	1,0769
ΔE_{12-11}	0,0115	0,0189	-0,8744	-0,8146
ΔE_{13-12}	0,1826	0,0340	0,1598	-0,4274

Fonte: Próprio autor.

O fato do método *CompSeq* selecionar mais de um nível da DWT e não apenas aquele que é

mais sensível à falha, representa uma vantagem desta forma de seleção, podendo aumentar a sensibilidade do método de detecção do curto-circuito, i.e., do índice de DF a ser desenvolvido nesta pesquisa. Vale mencionar que, conforme apresentado no capítulo 3, mais de um nível da decomposição DWT pode carregar informações sobre o CCEE.

4.3.3 Método Compacto de Comparação Sequencial das Energias

O método *CompSeq* proposto é capaz de selecionar os níveis de decomposições da DWT que apresentam as maiores variações de energia a serem utilizados na composição do índice de DF de uma forma bastante simples. Entretanto, visto que o objetivo deste trabalho é a proposição de um índice de detecção da falha que poderá ser embutido no próprio DSP do conversor, o método *CompSeq* foi simplificado ainda mais, de forma a demandar ainda menores custo computacional e tempo de processamento.

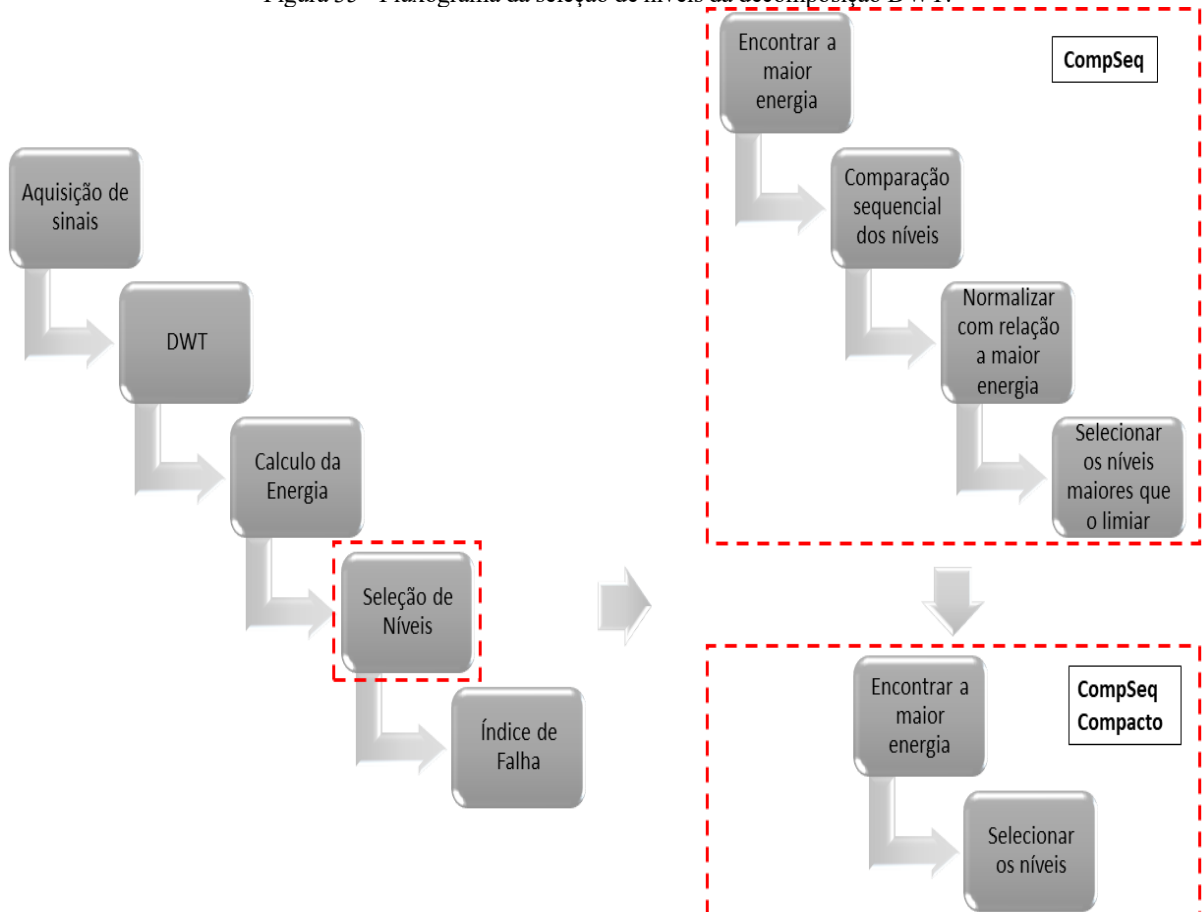
Como detalhado no capítulo 3, na maioria dos casos, os níveis que contemplam as múltiplas frequências da fundamental apresentam maior sensibilidade com relação à severidade da falha (maiores diferenças percentuais entre as condições de curto-circuito e a condição normal). Na decomposição DWT, estas componentes harmônicas estão localizadas nos níveis que antecedem aquele que contempla a fundamental (por exemplo: se a fundamental está localizada no nível 7, as múltiplas estarão nos níveis 6 e 5). Portanto, o método *CompSeq* compacto se baseia apenas na determinação/seleção do nível correspondente ao máximo valor da energia - ou máxima variação entre níveis adjacentes - e na seleção dos dois níveis antecessores, os quais correspondem à região de subida da curva de distribuição de energias.

A Figura 35 ilustra a etapa avaliada neste capítulo, relacionada à seleção dos níveis da decomposição DWT para composição do índice de falha, e as principais abordagens propostas para realização (*CompSeq* e *ComSeq* Compacto). De modo geral, o método *CompSeq* compacto é extremamente simples e funcional, trazendo duas principais vantagens com relação à metodologia descrita na Seção 3.2:

- Simplicidade computacional: ainda que pequena, tal redução do número de etapas do algoritmo, equações aritméticas e, conseqüentemente de memória, é bastante bem-vinda, considerando a premissa de utilizar o próprio DSP do conversor para implementar a técnica de detecção de falhas;
- Mesmo número de níveis selecionados: garante-se que em todas as condições de operação o número de níveis selecionados será o mesmo, reduzindo as chances de possíveis

resultados equivocados de diagnósticos. Isso porque o índice de detecção deve alterar apenas com variações provenientes da variação na magnitude da energia e não com o número de níveis utilizados para a sua elaboração.

Figura 35 - Fluxograma da seleção de níveis da decomposição DWT.



Fonte: Próprio autor.

4.4 Análise Preliminar do Custo Computacional

Com o propósito de apresentar uma avaliação comparativa do custo computacional entre os dois algoritmos de seleção de níveis propostos (*CompSeq* e *CompSeq* compacto), será utilizada como métrica a complexidade do algoritmo (ARORA; BARAK, 2006; CORMEN et al., 2009). O resultado desta análise indica uma função que descreve o comportamento do algoritmo, ou seja, o tempo gasto para a sua execução em função dos dados de entrada. Dessa forma, a análise do código implementado permite observar o seu comportamento, e, assim, obter uma noção da característica do tempo de execução gasto de acordo com sua complexidade. Cabe reforçar que o estudo apresentado a seguir tem caráter meramente comparativo/relativo, estabelecendo uma referência comum de comparação

entre os dois métodos.

A complexidade computacional da seleção de níveis da DWT pode ser determinada por $O(f)$, sendo f o comprimento do sinal e O (*big O*) o limite superior do tempo de execução de cada algoritmo para a resolução do problema. Isto é, $O(f)$ representa a complexidade assintótica, ou o comportamento assintótico do algoritmo, ou seja, como o algoritmo se comporta para valores muito grandes de entrada (ARORA; BARAK, 2006; CORMEN et al., 2009). Para isso, é considerado que atribuições, comparações e todas as operações aritméticas (soma, multiplicação, divisão, expoentes, raízes), além de funções implícitas do Matlab (*software* utilizado nas análises deste capítulo), têm um mesmo custo computacional. Nas análises, as constantes são desconsideradas; entretanto, como nesta notação é observada apenas a ordem de complexidade da equação que descreve o algoritmo em função da entrada para se obter apenas uma noção do seu comportamento, como, por exemplo, linear, quadrática ou exponencial, tal aproximação é aceitável.

A seguir, para realizar a análise comparativa entre os métodos *CompSeq* e *CompSeq* compacto, é realizada a contagem do número de instruções de ambos. Pelas Tabelas 15 e 16, tem-se que a complexidade computacional do método *CompSeq* é $5L+2$, enquanto que do método do *CompSeq* compacto é 3. De acordo com essa análise assintótica, desconsiderando as constantes, o *CompSeq* pertence à classe de ordem de comportamento $O(L)$; portanto, apresenta um custo computacional de acordo com uma função linear. Já o método *CompSeq* compacto possui uma complexidade constante, isto é, não depende do número de níveis empregados na decomposição DWT.

Tabela 15: Análise Assintótica do custo computacional do método de seleção *CompSeq*.

<code>for i = 1:L(k)-1</code>	L*1
<code> dE(i) = (E_a(i+1) - E_a(i))/max(E_a); % Comparação sequencial</code>	L*4
<code>end</code>	
<code> M = (find(dE > thrs_msel1)) + 1; % Níveis selecionados</code>	2
	5L+2

Fonte: Próprio autor.

Tabela 16: Análise assintótica do custo computacional do método de seleção *CompSeq* compacto.

<code>dE_max = max(E_a); % Determinar o nível de maior amplitude</code>	1
<code>M = [dE_max-2 dE_max-1 dE_max]; % Níveis selecionados</code>	2
	3

Fonte: Próprio autor.

De modo geral, ambos os métodos possuem baixa complexidade computacional e tempo de execução, principalmente considerando que o número de entradas, ou seja, o número de

decomposições da DWT, é pequeno. Entretanto, na prática, tendo-se em mente as limitações de memória de um DSP e que este tem como principal função realizar o controle de velocidade do MI, a comparação destes dois métodos mostra que o método *CompSeq* compacto é computacionalmente mais leve, e, a princípio, mais atrativo para que a técnica de DF possa ser implementada no próprio *drive*. Contudo, tal questão merece maior atenção e deve ser avaliada mais criteriosamente por especialistas da área de sistemas embarcados/programação em DSPs.

4.5 Conclusões

A partir do comportamento da distribuição da energia da DWT revelado nos resultados do capítulo anterior, percebeu-se que a distribuição de energia possui um formato característico centrado em diferentes níveis, os quais se deslocam em função da frequência de acionamento. Tal observação constituiu as bases do método aqui proposto para a seleção dos níveis da DWT a serem utilizados na composição do índice de DF, sem requerer treinamento ou conhecimentos prévios sobre o motor. Considerando o estudo realizado, as principais conclusões obtidas foram:

- Como justificado na seção 4.1 os métodos empregando técnicas de otimização não foram levados em consideração nesta etapa do trabalho, visto que os resultados do estudo sobre a manifestação da falha (capítulo 3) sugeriram que um método mais simples e funcional pudesse ser proposto. Desta forma, não é necessária, neste trabalho, uma estrutura mais complexa e de maior custo computacional para fins de DF.
- Para a seleção dos níveis da DWT que serão utilizados na constituição do método de DF, algumas abordagens foram preliminarmente investigadas, como o uso de modelos de regressão ajustados por meio de parâmetros estatísticos característicos. No entanto, tal abordagem não se mostra atrativa por necessitar de um rastreamento prévio das condições de operação (carga e velocidade) do motor.
- O comportamento da curva de distribuição constituiu as bases do método proposto para a seleção dos níveis da DWT (*CompSeq*), que é simples, eficaz e dispensa treinamento ou conhecimentos prévios sobre o motor.
- Uma versão simplificada do método *CompSeq*, denominada *CompSeq* compacto, a ser utilizado na composição do índice de DF, constitui um método extremamente simples, funcional e computacionalmente leve.

MANIFESTAÇÃO EXPERIMENTAL DA FALHA NA TRANSFORMADA DE WAVELET

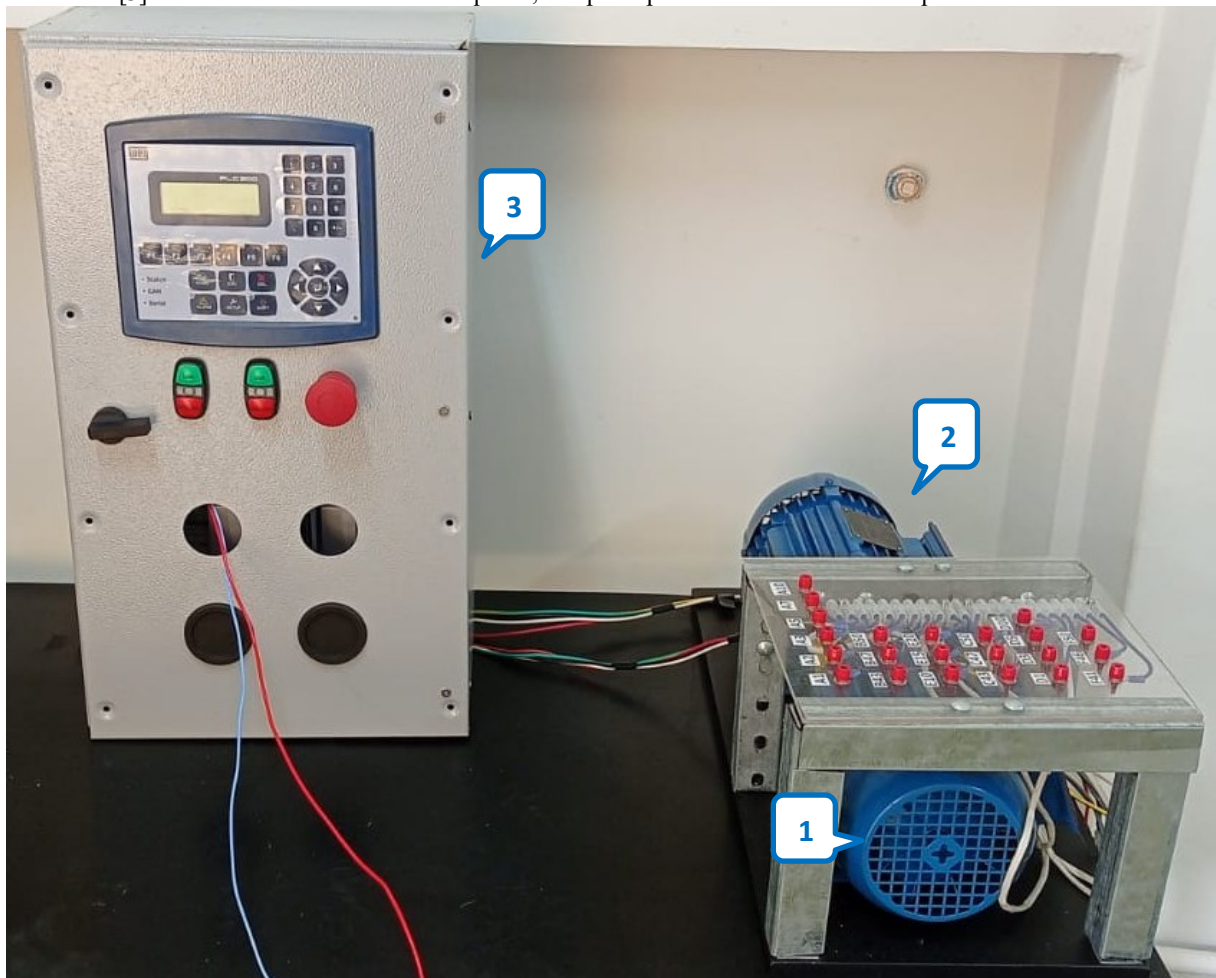
Neste capítulo será detalhada a montagem e todos os equipamentos que compõem a bancada experimental utilizada para as medições dos sinais utilizados ao longo de todo este trabalho. Na sequência, será apresentada uma análise da aplicação da DWT nos sinais de corrente experimentais coletados do motor modificado.

5.1 Descrição da Bancada Experimental

Nesta seção apresenta-se a descrição da bancada de testes que permite simular as falhas de Curto-Circuito Entre Espiras (CCEE), fornecida pela empresa WEG. A bancada é constituída por duas máquinas de indução, sendo [1] um motor de indução modificado e [2] uma máquina padrão, atuando como carga para o motor especial. Por outro lado, [3] se trata do sistema de acionamento e controle das máquinas, para a operação *back-to-back*. A bancada experimental foi montada no Laboratório RELY do Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia - UFU. Na Figura 36 tem-se a foto geral de tal bancada.

Os parâmetros do motor de indução trifásico modificado de 1 cv, 4 pólos e 60 Hz, acionado sob controle orientado de campo (FOC), são mostrados na Tabela 17. Este motor é acoplado a outra máquina de indução, operando sob um sistema *back-to-back*, atuando como carga para o primeiro. O conjunto de motores é fixado em uma base metálica rígida, tal como ilustrado na Figura 37.

Figura 36: Foto da bancada de teste: [1] motor de indução modificado; [2] máquina de indução operando como gerador; [3] sistema de acionamento das máquinas, composto por dois conversores de frequência e um CLP.



Fonte: Próprio autor.

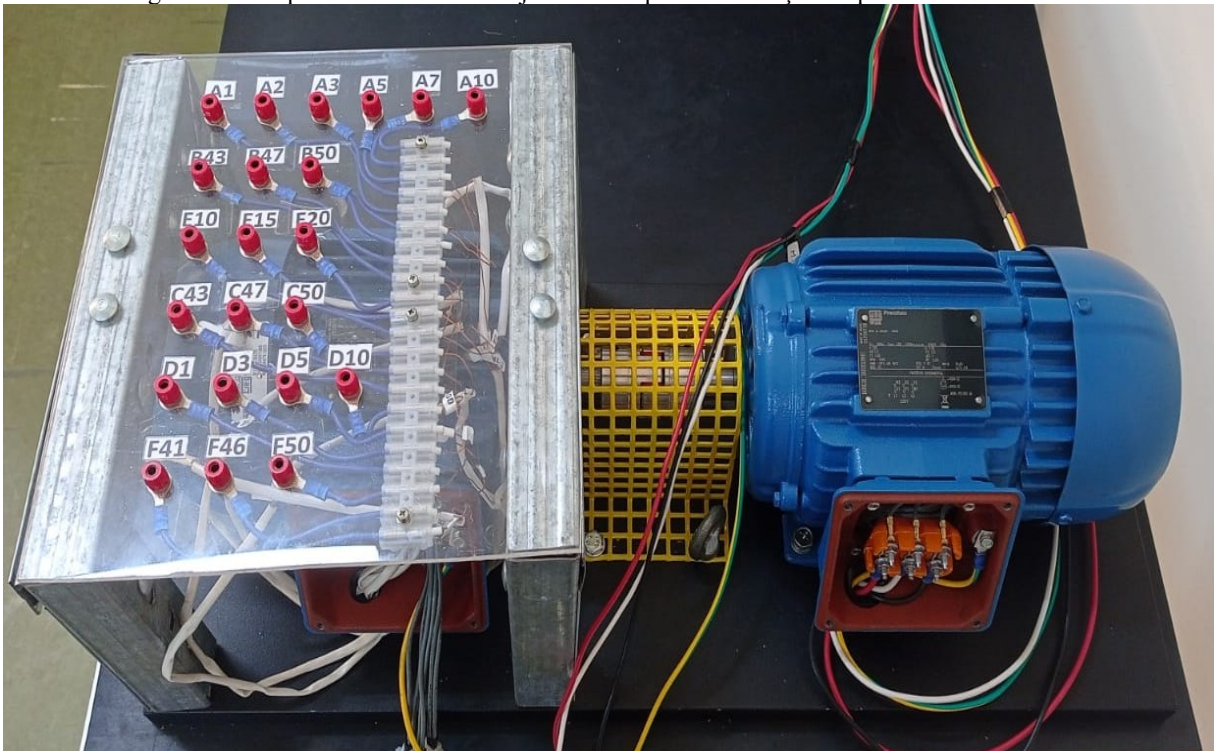
Tabela 17 - Parâmetros da máquina de indução utilizada na simulação.

P_n	V_n	N	T_n	I_n	R_s	R'_r	X_{ls}	X'_{lr}	X_m	J
[CV]	[Vrms]	[rpm]	[N.m]	[A]	[Ω]	[Ω]	[mH]	[mH]	[mH]	[Kg.m ²]
1	220	1741	4,11	3,98	4,45	3,47	5,45	7,58	137,46	0,0029

* Os valores de resistência são informados para 20°C.

Fonte: Próprio autor.

Figura 37: Foto parcial da bancada: conjunto de máquinas de indução acopladas e fixadas à base.

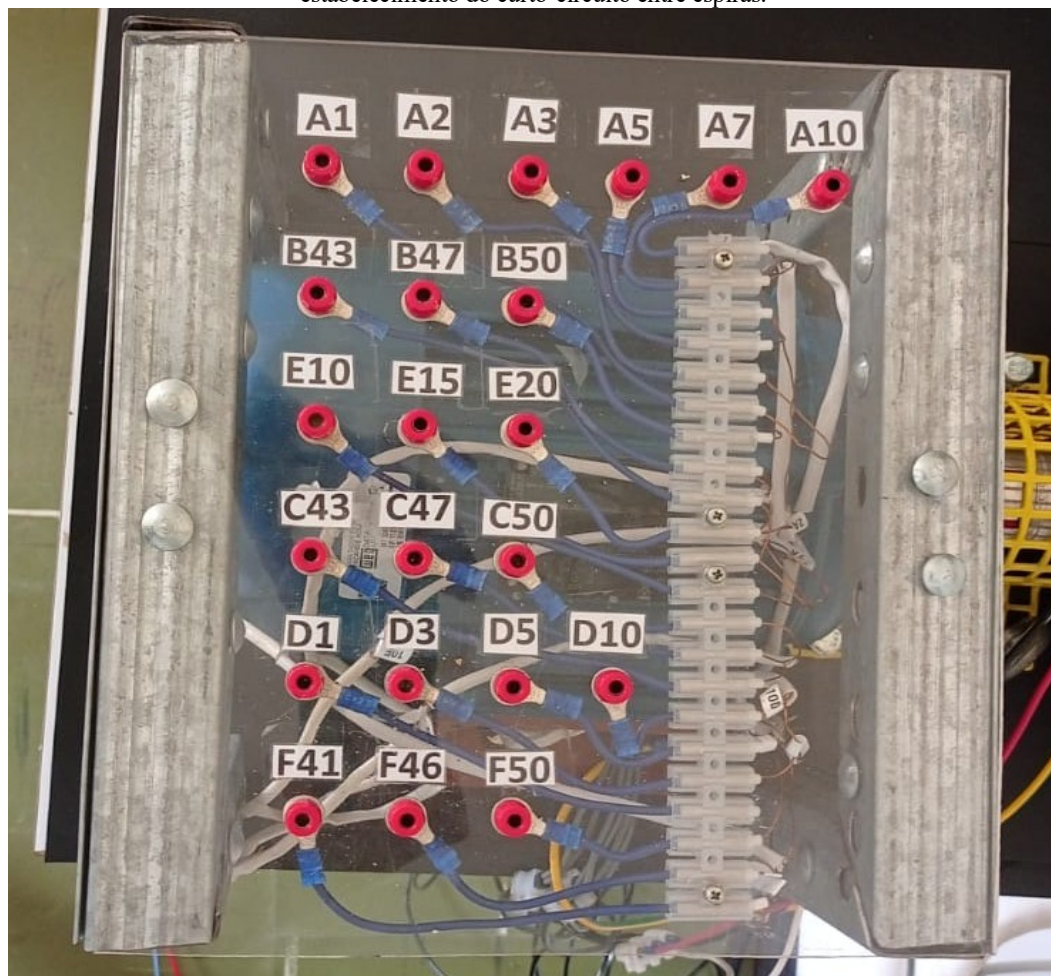


Fonte: Próprio autor.

De modo a possibilitar testes não destrutivos de falhas de curto-circuito entre espiras do enrolamento do seu estator, foram extraídas derivações nas bobinas do motor modificado, as quais foram disponibilizadas externamente em uma placa de acrílico com bornes, conforme ilustra a Figura 38.

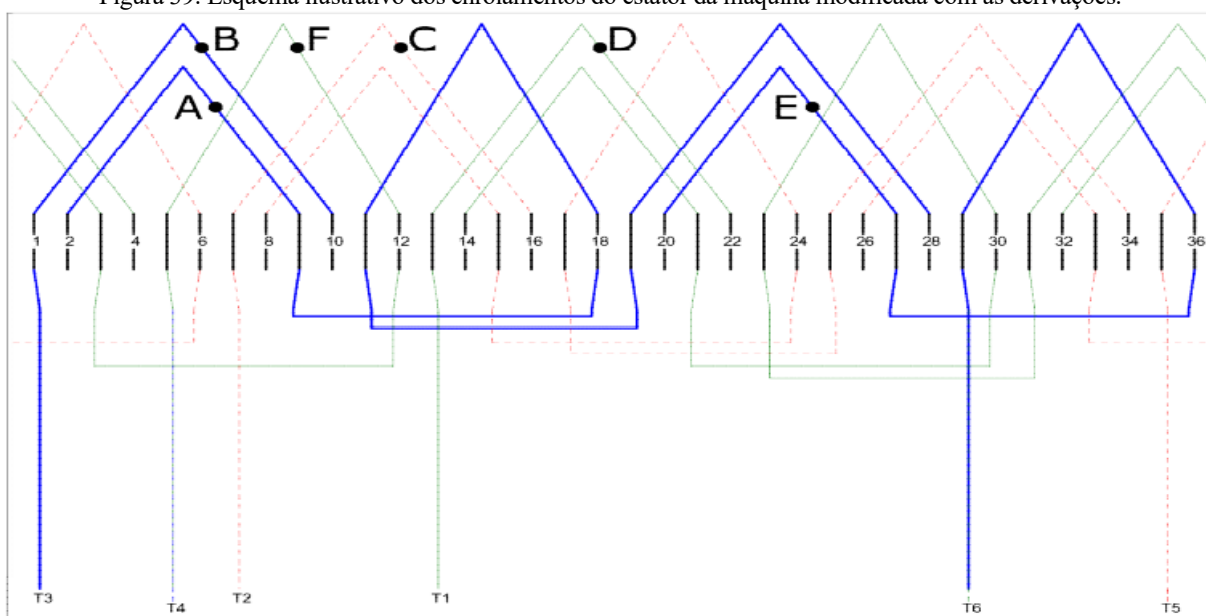
Os enrolamentos do motor de indução com falha e a localização das derivações são representados na Figura 39. Cada bobina é constituída por 50 espiras. Como cada fase é formada por 4 conjuntos de bobinas, dois com duas bobinas e dois com uma bobina, totalizando 6 bobinas por fase, tem-se o total de 300 espiras por fase. A configuração das derivações permite analisar, no mínimo, 1 espira curto-circuitada, o que corresponde a um percentual de $\mu = 0,33\%$ ($1/300$) e, no máximo, 17 espiras curto-circuitadas em um mesmo grupo de bobinas da fase A, ou seja, $\mu = 5,66\%$ ($17/300$). Todas as possibilidades de curto-circuito nas derivações que foram extraídas do motor, bem como sua localização, são apresentadas na Tabela 18.

Figura 38. Foto parcial da bancada: placa de acrílico com os bornes para o acesso às derivações do enrolamento e estabelecimento do curto-circuito entre espiras.



Fonte: Próprio autor.

Figura 39. Esquema ilustrativo dos enrolamentos do estator da máquina modificada com as derivações.



Fonte: WEG.

Tabela 18. Localização e derivações das espiras extraídas do motor.

Bobina	Fase	Localização	Grupo/Bobina	Número de Espiras em Curto-Circuito / Percentual em relação à fase													
				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	12	13	14	17
				0,3 3	0,6 6	1	1,3 3	1,6 6	2	2,3 3	2,6 6	3	3,3 3	4	4,3 3	4,6 6	5,6 6
Mesma Bobina	Fase A	A	1/1	1A- 2A	1A- 3A	2A- 5A	3A- 7A	2A- 7A	1A- 7A	3A- 10 A	2A- 10 A	1A- 10 A					
					3A- 5A		1A- 5A	5A- 10 A									
					5A- 7A												
	Fase B	B	1/2			47 B- 50 B	43 B- 47 B		43 B- 50 B								
								10E - 15E				10E - 20E					
	Fase E	E	3/2					15E - 20E									
	Fase C	C	1/1			47 C- 50 C	43 C- 47 C			43 C- 50 C							
	Fase B	D	1/1		1D- 3D		1D- 5D	5D- 10 D		3D- 10 D		1D- 10 D					
					3D- 5D												
F		4/1				46F - 50F	41F - 46F				41F - 50F						
Bobinas Dif.	Fase A	A-B	1/1e2	50 B- 1A	50 B- 2A	50 B- 3A	47 B- 1A	50 B- 5A	47 B- 3A	50 B- 7A	47 B- 5A	43 B- 2A	50 B- 10 A	43 B- 5A	47 B- 10 A	43 B- 7A	43 B- 10 A
								47 B- 2A			43 B- 1A		47 B- 7A				
													43 B- 3A				

Fonte: WEG.

O conjunto para o sistema de acionamento e operação *back-to-back* é embutido em um painel metálico, conforme ilustrado na Figura 40. Os conversores utilizados são WEG CFW500 (Figura 40b) e o CLP para o controle do sistema é um WEG PLC300 (Figura 40c). A IHM tem as funções de

enviar comandos para o inversor WEG ligar/parar o motor, ler o seu *status* operacional e definir diferentes modos de operação, exibidos na Tabela 19.

Figura 40. Foto parcial da bancada: a) sistema de acionamento; b) conversores; c) IHM em estado inicial.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 19. Modos de operação do motor.

Código	Modo de operação	Código	Modo de operação	Código	Modo de operação
01	03 Hz a Vazio	11	03 Hz 50% de Carga	21	03 Hz Carga Nominal
02	15 Hz a Vazio	12	15 Hz 50% de Carga	22	15 Hz Carga Nominal
03	30 Hz a Vazio	13	30 Hz 50% de Carga	23	30 Hz Carga Nominal
04	45 Hz a Vazio	14	45 Hz 50% de Carga	24	45 Hz Carga Nominal
05	60 Hz a Vazio	15	60 Hz 50% de Carga	25	60 Hz Carga Nominal
06	03 Hz 25% de Carga	16	03 Hz 75% de Carga		
07	15 Hz 25% de Carga	17	15 Hz 75% de Carga		
08	30 Hz 25% de Carga	18	30 Hz 75% de Carga		
09	45 Hz 25% de Carga	19	45 Hz 75% de Carga		
10	60 Hz 25% de Carga	20	60 Hz 75% de Carga		

Fonte: Próprio autor.

Para a medição dos sinais de corrente foram utilizados três sensores de efeito *Hall* (do fabricante LEM, modelo LTS 15-NP). Já para a aquisição de corrente, usou-se um osciloscópio de 4 canais, com frequência máxima de aquisição de 100 MHz e amostragem em tempo real de até 250MS/s, com os quatro canais operando simultaneamente. O sistema de aquisição completo é mostrado na Figura 41. Posteriormente, o processamento de tais sinais para o monitoramento e diagnóstico de falhas foi realizado no *software* Matlab 2022b[®].

Figura 41. Foto parcial da bancada: circuito de aquisição de sinais.



Fonte: Próprio autor.

5.2 Manifestação Experimental da Falha

Para uma melhor compreensão da manifestação do CCEE e, também, para a validação de informações obtidas a partir das simulações computacionais, a presente seção é dedicada à análise nos sinais experimentais considerando diferentes condições de operação do motor, incluindo alterações na velocidade do acionamento e da carga, assim como diferentes estágios da falha, tal como apresentado na Tabela 20.

A Figura 42 mostra as correntes elétricas do estator das fases A, B e C, considerando o motor acionado com controle vetorial e operando a 1800 rpm com carga nominal, tanto em condições de operação normal como em curto-circuito. Na Figura 42a, o motor está sob a condição Sem Falha (SF); já nas Figuras 42b-c, com 1% e 6% de espiras em curto-circuito, respectivamente. Diferentemente do que havia sido observado nas simulações, nota-se que o aumento na amplitude da corrente da fase com falha, em função da sua severidade, é praticamente imperceptível, mesmo no caso de 6% de

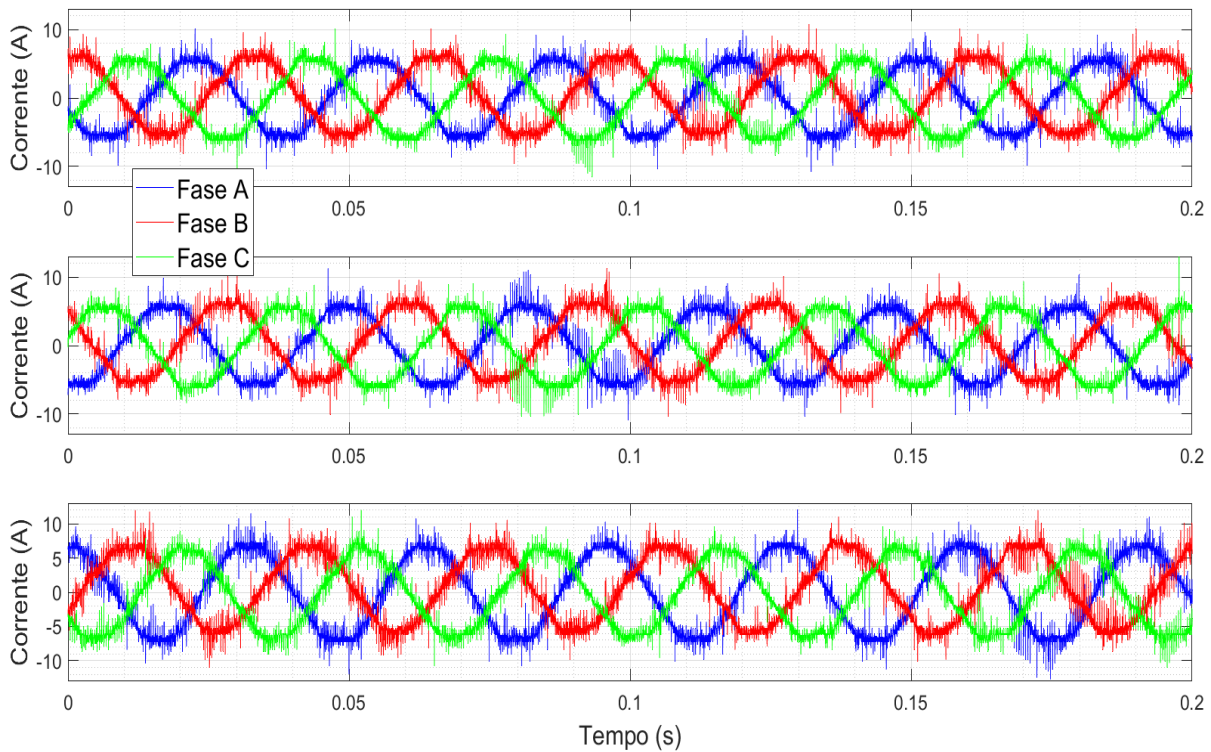
CCEE. Tal fato ressalta a dificuldade, na prática, da detecção de curto-circuito entre espigas ainda em seu estágio incipiente.

Tabela 20. Severidades da falha e condições operacionais consideradas nos testes experimentais.

CCEE [%]	Número de espiras em CC	Derivações	V_n [rpm]	T_n [%]	
0	0	-	1800	100	0
			900	100	0
			90	100	0
1	3	50B-3A	1800	100	0
			900	100	0
			90	100	0
2	6	47B-3A	1800	100	0
			900	100	0
			90	100	0
5,666*	17	43B-10A	1800	100	0
			900	100	0
			90	100	0

*Para facilitar, no decorrer do texto $\mu = 5,666\%$ será aproximado para $\mu = 6\%$.
Fonte: Próprio autor.

Figura 42 - Correntes do estator das fases A, B e C, considerando o motor: a) sem falha; b) com 1% de CCEE; c) com 6% de CCEE.



Fonte: Próprio autor.

5.2.1 *Análise da Transformada de Fourier*

Tal como explicado na seção 2.1 , o CCEE não faz surgir novas frequências no espectro da corrente elétrica do motor, mas interfere naquelas já existentes; ou seja, nas correntes medidas são esperadas, devido à falha, variações nas amplitudes das frequências de passagem de ranhura, e, além disso, modulações nas frequências de $\pm 3f$ Hz e nos demais harmônicos ímpares na corrente elétrica (associadas ao efeito *speed ripple*) (FILIPPETTI et al., 1998).

No capítulo 2, a partir das simulações computacionais e uma extensa revisão bibliográfica, mostrou-se que a identificação do CCEE incipiente utilizando a técnica clássica de análise espectral da corrente de alimentação do motor é árdua, uma vez que os elevados níveis de ruído sobrepostos ao sinal de corrente, juntamente com a reação do controle à falha, podem mascarar e/ou mitigar os componentes de frequência característicos da falha. Ainda assim, para efeitos didáticos, neste ponto é conveniente observar o comportamento do espectro da corrente experimental obtida.

Na Figura 43 é apresentado o espectro da corrente em escala linear, considerando o motor operando com carga nominal a 1800 rpm, sem falha e com 1% e 6% de espiras em curto. Devido à grande diferença de magnitude entre a componente fundamental e dos componentes característicos da falha, apresenta-se, também, o espectro da corrente em decibéis (db), na Figura 44. Pode-se observar a existência de harmônicos de ordem ímpar (3º e 5º) para a condição de falha, e que suas respectivas amplitudes são afetadas pela severidade do CCEE. Entretanto, assim como foi observado pelas simulações computacionais apresentadas na seção 2.5 , nota-se que utilizar, individualmente, apenas os harmônicos ímpares por meio da técnica tradicional da análise espectral da corrente para detectar a falha e discriminá-la em função de sua severidade não é confiável. Isto se deve ao fato de que a amplitude de tais componentes não aumenta conforme a evolução da falha. Além disso, tais harmônicos também podem estar presentes mesmo em motores de indução sem falha, devido a desequilíbrios (construtivos) entre suas fases ou da tensão de suprimento (para o caso de motores supridos pela rede).

Figura 43 - Espectro da corrente de alimentação do motor operando com carga nominal a 1800 rpm.

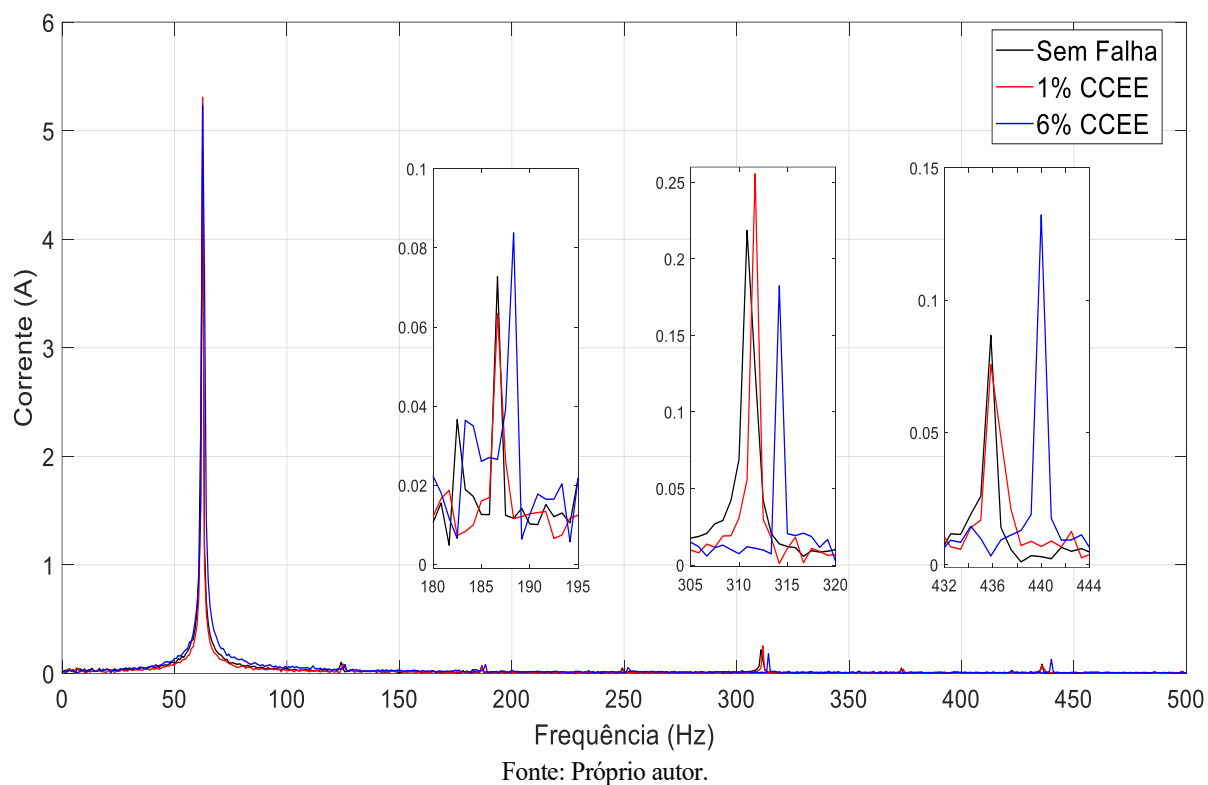
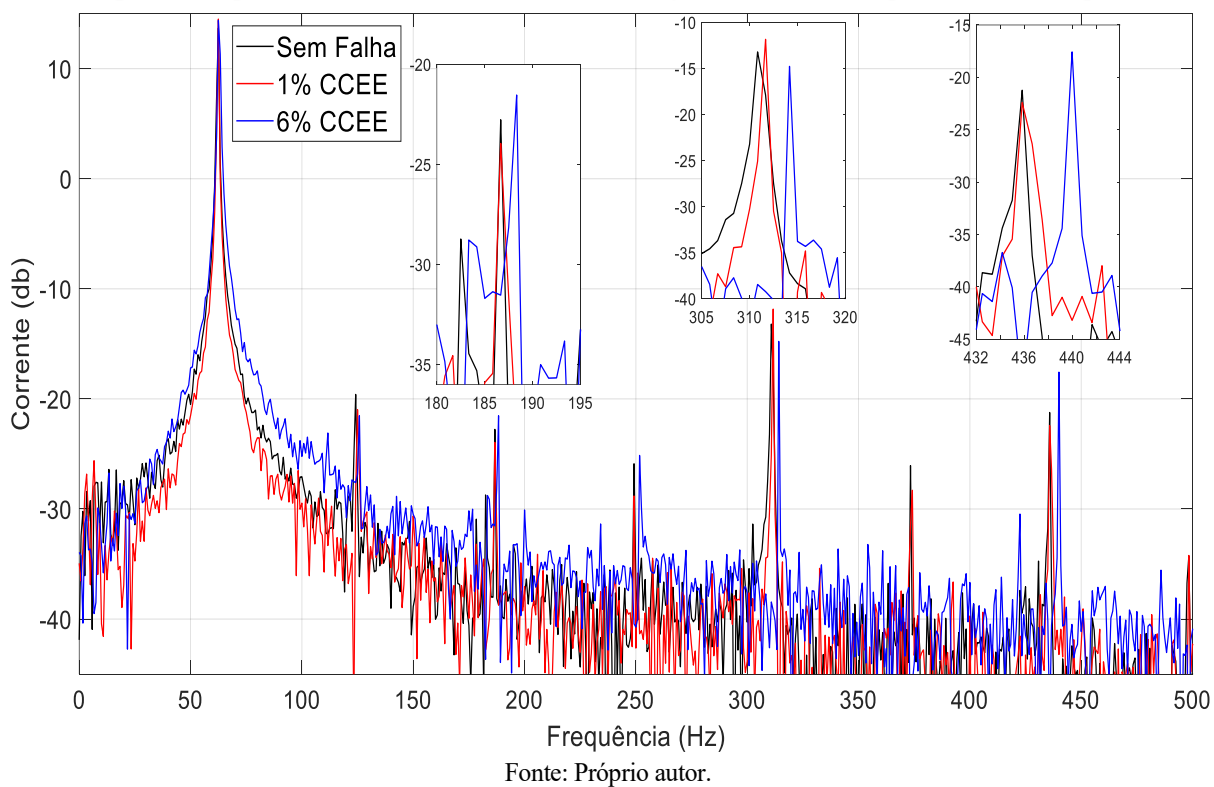


Figura 44 - Espectro, em decibéis, da corrente de alimentação do motor com carga nominal a 1800 rpm.



5.2.2 *Análise da Distribuição de Energia da DWT*

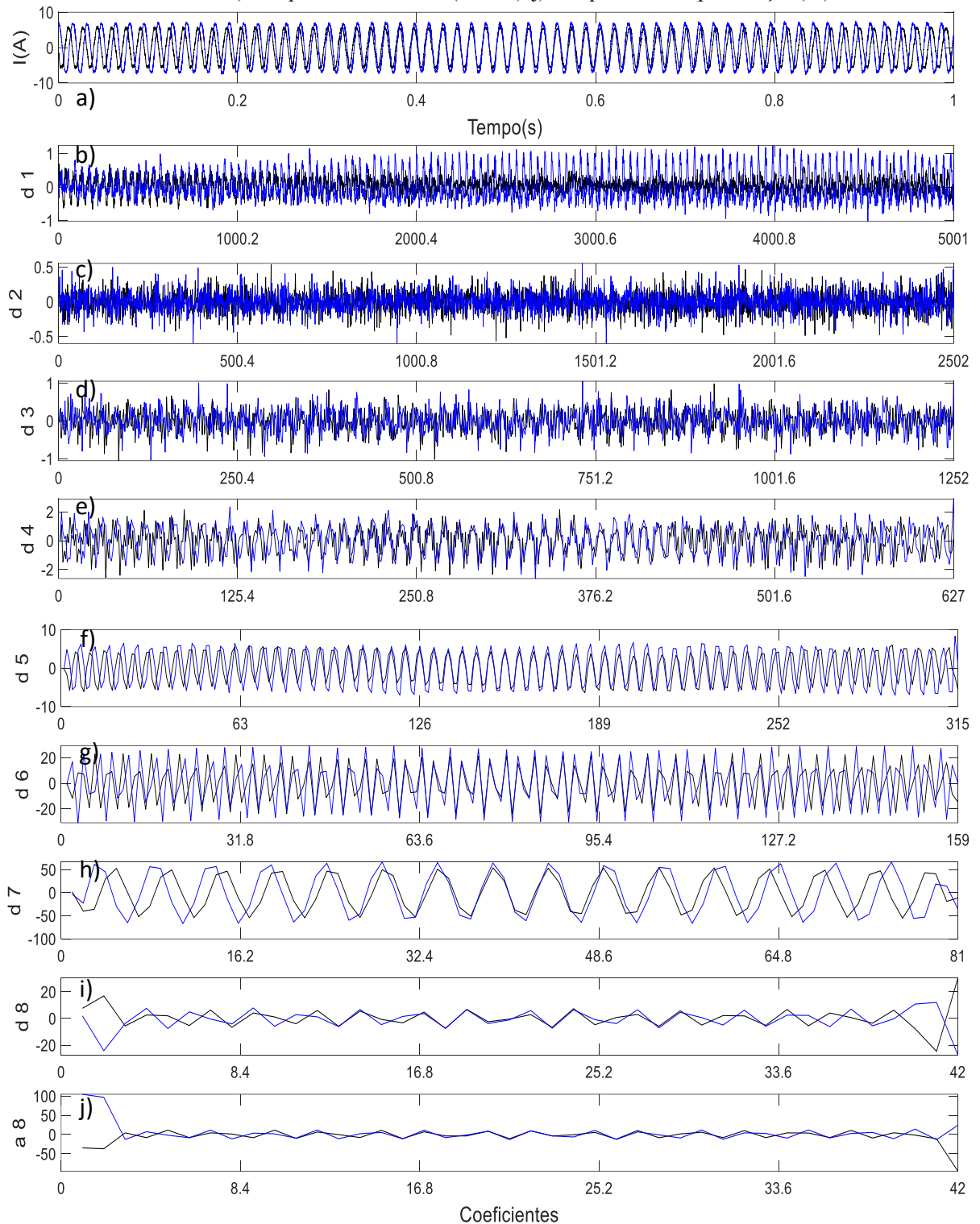
A Transformada de Wavelet Discreta (DWT), conforme discutido na seção 2.3, é uma técnica de processamento de sinais alternativa à FFT e vantajosa por apresentar comparativamente menor esforço computacional e ser aplicável a sinais não estacionários.

A decomposição da corrente elétrica do motor operado com carga nominal a 1800 rpm, sem falha e sob 6% de CCEE, por meio da aplicação da DWT, é ilustrada na Figura 45. O sinal utilizado possui uma frequência de amostragem (f_s) de 10 KHz e 1 segundo de aquisição. Para a constituição dos filtros da DWT será empregada a wavelet mãe Daubechies 2 (db2) e 8 níveis de decomposições. Nas próximas subseções, apenas para facilitar a visualização, serão adotados 13 níveis na decomposição dos sinais em todas as condições de operação analisadas. A forma de onda do sinal utilizado na decomposição é como mostra a Figura 45a. A forma de onda dos detalhes, d1 a d8, são mostrados, respectivamente, na Figura 45b-i, ao passo que a forma de onda da aproximação a8 é mostrada na Figura 45j.

Nota-se que, assim como observado na simulação, cada nível de decomposição possui modulações características de sua faixa de frequência. Além disso, a presença do CCEE afeta diretamente a amplitude dos coeficientes de detalhe e, conseqüentemente, a energia dos respectivos níveis, principalmente nos detalhes 3 ao 7 (Figura 45d-h), os quais contemplam frequências características da falha. Entretanto, é difícil identificá-la e monitorá-la em função de sua evolução apenas por meio da observação da forma de onda dos níveis de decomposição.

Assim sendo, a fim de propiciar uma melhor compreensão da manifestação e do comportamento da falha nos vários níveis da decomposição, continuar-se-á nas subseções a seguir, a demonstração experimental da influência da falha por meio de uma análise baseada na energia da decomposição da wavelet.

Figura 45. Decomposição de um sinal de corrente via DWT sem falha (preto) e com 6% de CCEE (azul): a) Sinal de corrente; b-i) Componentes de detalhe (d1 a d8); j) Componentes de aproximação (a8).



Fonte: Próprio autor.

5.2.2.1 Motor Operando a 1800 rpm

As energias da decomposição DWT dos sinais de corrente das fases A, B e C são apresentadas

na Figura 46, considerando o motor operando a 1800 rpm em vazio (Figuras 46a, b, c) e com carga nominal (Figuras 46d, e, f), contemplando todas as condições de falha citadas na Tabela 20. Apesar do modelo utilizado para as simulações computacionais possuir limitações, como era de se esperar, pode-se observar alguns comportamentos semelhantes àqueles obtidos nas simulações, como:

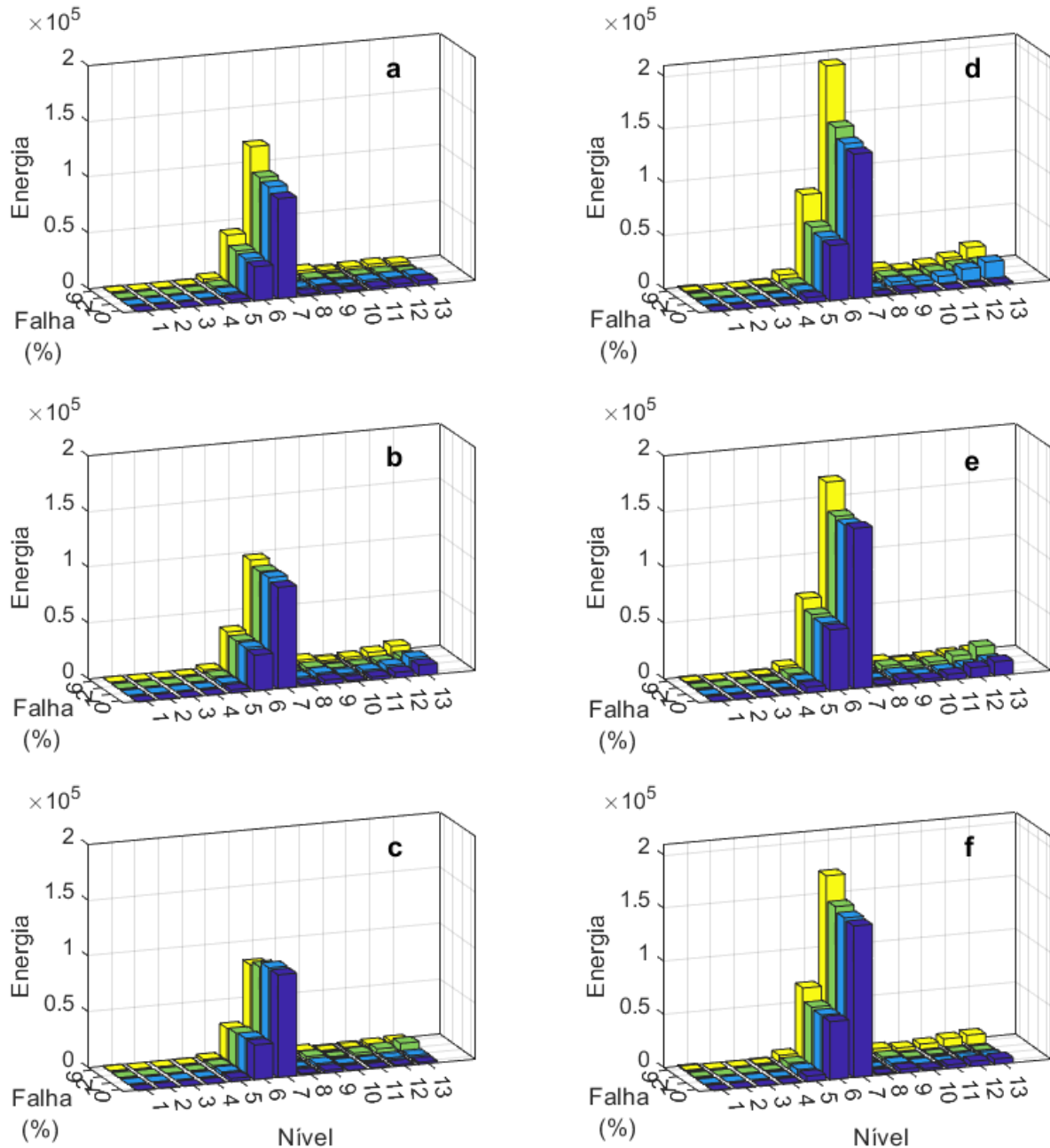
- A energia é maior quando o motor está operando com carga nominal (Figuras 46d,e,f) do que quando está em vazio (Figuras 46a,b,c).
- A maior energia está contida no nível cuja faixa de frequências contempla a frequência de acionamento (60 Hz), independentemente da carga acionada pelo motor ou da fase observada.
- A energia da fase acometida pela falha aumenta conforme a progressão do número de espiras curto-circuitadas (Figura 46a e Figura 46d), sobretudo nos níveis de decomposição que contemplam as principais frequências características da falha.

Por outro lado, é importante destacar que o comportamento dos níveis de energia da DWT nas fases que não foram afetadas pela falha (fases B e C) é diferente daquele que foi observado nas simulações computacionais. Nas simulações, a energia nas fases B e C tem um comportamento semelhante ao da fase afetada pela falha, onde, via de regra, a magnitude da energia aumenta conforme a evolução da severidade da falha, porém em menor proporção. Cabe ressaltar que, excepcionalmente, em alguns pontos de baixa velocidade, a energia diminui mesmo com a evolução da falha. Já nos sinais experimentais, tem-se que a energia nas fases B e C também se altera em consequência da falha; entretanto, esta pode aumentar ou diminuir mesmo com a evolução da falha não apenas em baixas velocidades. Com relação a tal fato, observou-se que:

- Na fase C, considerando o motor operando em vazio (Figura 46c), por exemplo, a energia diminui conforme a severidade da falha aumenta.
- Na fase B, considerando o motor operando com carga nominal (Figura 46e), a energia diminui quando o motor passa da condição SF para 1% e depois aumenta quando passa do estágio de 1% para 2% de falha. Contudo, a energia ainda é menor do que a obtida do motor íntegro. Por fim, a energia aumenta consideravelmente com 6% de espiras curto-circuitadas. Do mesmo modo, quando o motor está operando a vazio (Figura 46b), a energia na fase B diminui quando a falha progride de 1% para 2%. Estes fenômenos podem ser mais claramente observados na Tabela 22.
- Na fase B, considerando o motor operando em vazio (Figura 46b), em todos os estágios de falha, exceto de 1% para 2%, e na fase C, com o motor a plena carga (Figura 46f), a

energia aumenta conforme a severidade da falha aumenta, porém em proporções menores do que observado na fase A (Figuras 46a e d).

Figura 46 - Energia da DWT: fases A, B e C do motor operando a 1800 rpm a vazio (respectivamente, a, b, c) e fases A, B e C com carga nominal (d, e, f, respectivamente).



Fonte: Próprio autor.

Como não se sabe de antemão qual das fases foi afetada pela falha, e, portanto, qual fase deve ser analisada, o fato de cada fase apresentar comportamentos diferentes frente ao início da falha e a sua evolução, é um desafio adicional na detecção do CCEE. Assim, o incremento e/ou redução na magnitude da energia nas fases que estão íntegras pode dificultar ou até mesmo conduzir a um

diagnóstico equivocado.

A fim de facilitar a visualização da influência da carga e da severidade do CCEE em cada uma das fases, a energia nos níveis da decomposição DWT de maior magnitude (5, 6 e 7), nas condições SF e com falha, são apresentadas nas Tabelas 21 e 22 considerando, respectivamente, o motor a vazio e com carga nominal.

Tabela 21 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 1800 rpm em vazio.

Nível	Limiares de frequência (Hz)		Fase	Sem falha	CCEE		
	Inferior	Superior			1%	2%	6%
5	156,25	312,5	A	0,293	0,313	0,322	0,404
			B	0,302	0,317	0,316	0,350
			C	0,309	0,314	0,293	0,282
6	78,12	156,25	A	3,061	3,188	3,212	4,154
			B	3,228	3,309	3,330	3,547
			C	3,117	3,134	3,010	2,867
7	39,06	78,12	A	8,979	9,435	9,709	11,889
			B	9,103	9,399	9,354	9,798
			C	9,213	9,258	8,747	8,339

* Valores x10⁴

Fonte: Próprio autor.

Tabela 22 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 1800 rpm com carga nominal.

Nível	Limiares de frequência (Hz)		Fase	Sem falha	CCEE		
	Inferior	Superior			1%	2%	6%
5	156,25	312,5	A	0,518	0,532	0,543	0,794
			B	0,552	0,557	0,566	0,662
			C	0,546	0,550	0,558	0,672
6	78,12	156,25	A	5,219	5,350	5,719	8,172
			B	5,481	5,518	5,697	6,549
			C	5,472	5,484	5,613	6,808
7	39,06	78,12	A	13,63	13,899	14,919	20,105
			B	14,393	14,125	14,296	16,796
			C	14,273	14,431	14,877	17,17

* Valores x10⁴

Fonte: Próprio autor.

Ainda que já antecipado pela Figura 46, em tais tabelas observa-se mais claramente o fato de que, independentemente da condição da carga acionada, a fase que apresenta a maior magnitude, e, conseqüentemente, a maior diferença em magnitude com relação às demais fases, é aquela em que o CCEE está localizado (neste caso, na fase A). Nota-se, também, que as magnitudes dos níveis de decomposição das fases B e C são próximas e, na maioria das vezes, de menor magnitude que a da fase A. Além disso, a energia das fases B e C varia em menores proporções em função da falha quando comparados à magnitude da fase A. Entretanto, nem sempre a energia das fases B e C tendem a aumentar, mesmo que em menores proporções, à medida em que a falha aumenta, como, por exemplo,

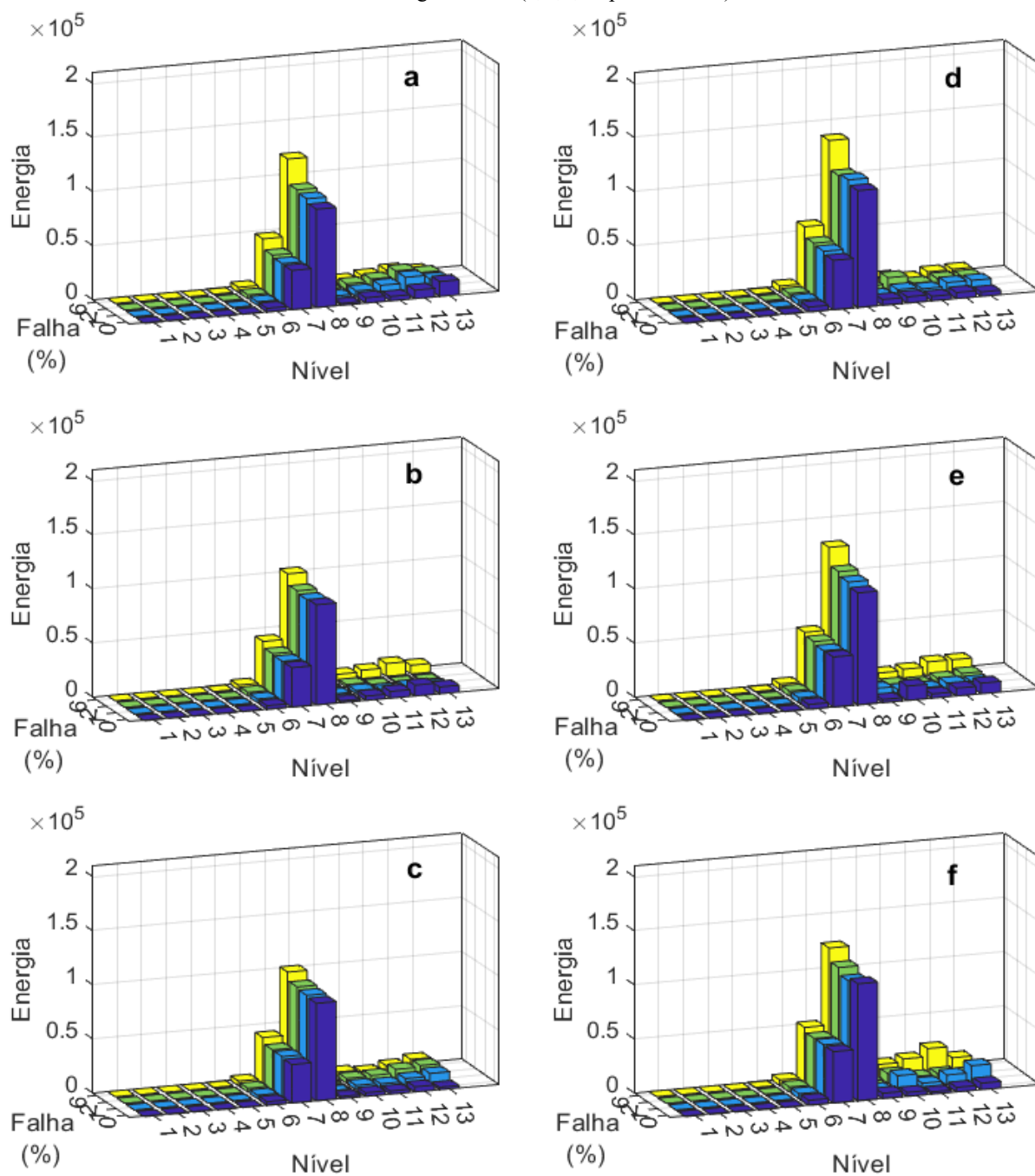
nos pontos em destaque nas tabelas. Outrossim, independentemente da carga acionada, mesmo sem falha, nota-se uma pequena diferença entre os níveis de energia das fases A, B e C. Tal fato pode ser em consequência da assimetria inerente ao processo de construção do motor e, também, aos componentes harmônicos provenientes do mecanismo de chaveamento do conversor.

5.2.2.2 Motor Operando a 900 rpm

A Figura 47 mostra a energia da wavelet dos sinais de corrente das fases A, B e C, com e sem falha, considerando o motor operando a 900 rpm em vazio (Figura 47a, b, c) e com carga nominal (Figura 47d, e, f). Tal qual no acionamento a 1800 rpm, alguns aspectos observados na prática são análogos à simulação. Portanto, as conclusões obtidas sobre as semelhanças entre as simulações computacionais e os sinais experimentais são as mesmas citadas anteriormente.

Nas fases que não foram afetadas pela falha (fases B e C) também são observadas divergências na decomposição DWT entre sinais experimentais e simulados. Contudo, o comportamento observado é semelhante ao do motor operando a 1800 rpm, onde a variação na magnitude da energia nas fases íntegras é influenciada pelo CCEE de forma diferente da fase danificada. As Tabelas 23 e 24 contêm a energia dos níveis da decomposição DWT de maior magnitude (6, 7 e 8), considerando, respectivamente, o motor operando a vazio e com carga nominal, destacando-se nas tabelas os pontos em que a energia das fases B e C apresentam comportamento diferente da fase A, na qual aumentam conforme a intensidade da falha. Assim como a 1800 rpm, a fase danificada pelo curto-circuito é aquela cuja, na maioria das vezes, energia apresenta a maior magnitude.

Figura 47 - Energia da DWT: fases A, B e C do motor operando a 900 rpm a vazio (respectivamente, a, b, c) e fases A, B e C com carga nominal (d, e, f, respectivamente).



Fonte: Próprio autor.

Tabela 23 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 900 rpm em vazio.

Nível	Limiares de frequência (Hz)		Fase	Sem falha	CCEE		
	Inferior	Superior			1%	2%	6%
6	75,78	150,24	A	0,354	0,354	0,372	0,466
			B	0,357	0,360	0,367	0,429
			C	0,342	0,348	0,365	0,425
7	37,56	75,12	A	3,649	3,670	3,834	4,732
			B	3,659	3,641	3,732	4,256
			C	3,570	3,694	3,712	4,238
8	18,78	37,56	A	9,102	9,459	9,667	11,915
			B	9,269	9,141	9,339	10,296
			C	9,026	9,151	9,317	10,086

* Valores $\times 10^4$

Fonte: Próprio autor.

Tabela 24 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 900 rpm com carga nominal.

Nível	Limiares de frequência (Hz)		Fase	Sem falha	CCEE		
	Inferior	Superior			1%	2%	6%
6	75,78	150,24	A	0,473	0,485	0,504	0,591
			B	0,464	0,471	0,489	0,527
			C	0,476	0,478	0,483	0,528
7	37,56	75,12	A	4,586	4,804	4,945	5,864
			B	4,652	4,619	4,849	5,0959
			C	4,765	4,785	4,768	5,174
8	18,78	37,56	A	10,821	11,212	10,986	13,625
			B	10,369	10,758	11,108	12,746
			C	10,834	10,505	10,113	12,31

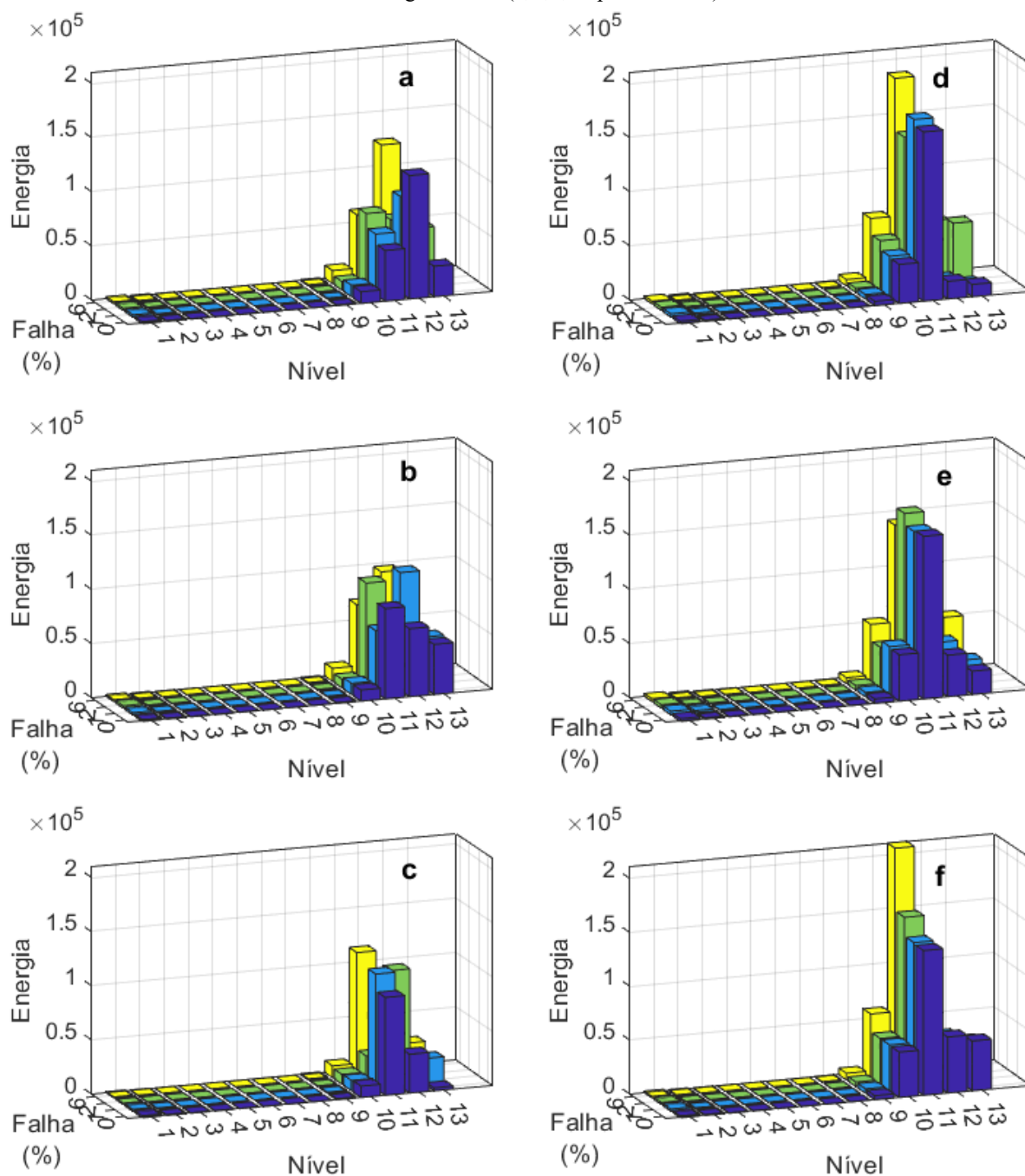
* Valores $\times 10^4$

Fonte: Próprio autor.

5.2.2.3 Motor Operando a 90 rpm

A energia das fases A, B e C, considerando o motor operando a 90 rpm e sem carga, são apresentados à esquerda da Figura 48 e, com carga nominal, à direita. Nas Tabelas 25 e 26 estão as energias referentes aos níveis da decomposição DWT com maior magnitude, considerando o motor operando a vazio e com carga nominal, respectivamente.

Figura 48 - Energia da DWT: fases A, B e C do motor operando a 90 rpm a vazio (respectivamente, a, b, c) e fases A, B e C com carga nominal (d, e, f, respectivamente).



Fonte: Próprio autor.

Assim como nas demais condições de acionamento já apresentadas (1800 rpm e 900 rpm), aqui também são observados alguns aspectos já revelados pelos resultados computacionais. Na operação em 90 rpm, ou seja, para as frequências de acionamento mais baixas, já se esperava que o impacto na magnitude da energia em função da falha seria pequeno, principalmente na condição a vazio (se tratando então de uma região de operação ainda mais difícil no que diz respeito à detecção de falha). No entanto, diferentemente dos resultados experimentais apresentados para velocidades

mais elevadas e das simulações, até mesmo na fase em que a falha está localizada (Figura 48a, d), em vários pontos de operação a energia diminui com a presença ou a progressão do número de espiras em curto-circuito. Isso ocorre principalmente na condição a vazio, e, para ilustrar tal fato, basta comparar as Tabelas 25 e 26. Além disso, o número de ocorrência em que a energia das fases íntegras é maior do que aquela da fase afetada pela falha é maior nesta condição de operação. Sugere-se que tais comportamentos podem estar relacionado com o fato de que as grandezas características da falha incipiente são sutis, e que tendem a ser ainda menores durante a operação em baixa velocidades. Isso porque a tensão aplicada é pequena nesta condição, e a assimetria provocada pelas espiras em curto pode “corrigir” algumas assimetrias intrínsecas ao processo de construção do motor ao invés de gerar um desequilíbrio entre as bobinas do enrolamento do estator.

Tabela 25 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 90 rpm em vazio.

Nível	Limiares de frequência (Hz)		Fase	CCEE			
	Inferior	Superior		Sem falha	1%	2%	6%
10	6,10	12,20	A	1,081	1,076	0,796	1,212
			B	1,039	1,047	0,813	1,212
			C	1,060	0,976	0,915	1,097
11	3,05	6,10	A	4,691	5,591	6,8763	6,145
			B	8,350	5,695	9,484	6,869
			C	9,041	10,585	2,410	11,348
12	1,52	3,05	A	11,403	8,865	6,086	12,398
			B	6,284	10,856	1,761	9,703
			C	3,587	2,037	10,093	2,168

* Valores $\times 10^4$

Fonte: Próprio autor.

Tabela 26 - Energia da DWT devido à falha: motor operando a 90 rpm com carga nominal.

Nível	Limiares de frequência (Hz)		Fase	CCEE			
	Inferior	Superior		Sem falha	1%	2%	6%
9	12,20	24,14	A	0,409	0,422	0,401	0,587
			B	0,417	0,411	0,431	0,544
			C	0,386	0,406	0,419	0,627
10	6,10	12,20	A	3,608	3,761	4,568	6,025
			B	4,293	4,432	3,769	5,263
			C	4,218	4,2693	4,259	5,917
11	3,05	6,05	A	15,64	16,176	4,568	6,025
			B	15,029	14,864	15,915	14,222
			C	13,436	13,559	15,296	21,092

* Valores $\times 10^4$

Fonte: Próprio autor.

Quanto às fases B e C, nota-se, claramente, que as ocorrências onde a energia diminui frente à evolução da severidade da falha aumentaram consideravelmente comparado às condições de acionamento em velocidade mais elevadas (comparar Tabelas 25 e 26 com as anteriores).

É importante destacar na operação em vazio, que, apenas nas fases B e C (Figura 48b, c), o nível de maior energia, isto é, aquele que contempla a frequência fundamental de acionamento, se desloca do nível 12 para 11. Os resultados apresentados só reforçam ainda mais a dificuldade da detecção de falhas incipientes quando o motor está operando em baixas velocidades, especialmente a vazio.

5.3 Conclusões

Neste capítulo são apresentadas as primeiras medições experimentais e seu processamento, aplicando-se a DWT nos sinais de correntes coletados no motor modificado. Considerando o estudo realizado, as principais conclusões obtidas são descritas a seguir.

- Diferentemente do que foi observado nas simulações da seção 2.5.1., o aumento da amplitude da corrente da fase acometida em função da severidade da falha é praticamente imperceptível, mesmo no caso de 6% de espiras curto-circuitadas. Este ocorrido evidencia, ainda mais, a dificuldade na detecção de curto-circuito entre poucas espiras do estator.
- Assim como foi já fora notado nas simulações computacionais (seção 2.5), observou-se nas medições que os harmônicos ímpares não se mostram confiáveis de serem utilizados, individualmente, por meio da técnica tradicional da análise espectral da corrente para detectar a falha e discriminá-la em função de sua severidade, uma vez que o aumento em suas amplitudes não são diretamente influenciados pela evolução do número de espiras em curto.
- Certos comportamentos da decomposição DWT foram semelhantes àqueles obtidos nas simulações, quais sejam: (i) a energia é maior quando o motor está operando com carga nominal do que quando está em vazio; (ii) independentemente da carga acionada pelo motor ou da fase observada, a maior energia corresponde ao nível que contempla a frequência fundamental de acionamento; (iii) a energia na fase acometida pela falha aumenta conforme a evolução da sua severidade, principalmente nos níveis de decomposição que contemplam as frequências características da falha.
- Nas fases que não foram afetadas pela falha, o comportamento dos níveis de energia da decomposição DWT observados nos sinais experimentais foram diferentes das simulações. Nas simulações, exceto para operação em baixa velocidade, a energia nas fases íntegras também aumenta em função das espiras curto-circuitadas, porém em menor

proporção do que na fase com falha. Já nos sinais experimentais, independentemente da condição de operação do motor, a energia nas fases que não contêm falha pode aumentar ou diminuir em consequência do CCEE. Isso pode, na prática, dificultar ou até mesmo conduzir a um diagnóstico equivocado.

- Quando o motor está operando em baixas velocidades, principalmente na condição a vazio, as ocorrências onde a energia diminui frente à evolução da severidade da falha aumentaram consideravelmente, acontecendo até mesmo na fase em que a falha está localizada. Tal ocorrência torna ainda mais complexa a detecção de falhas incipientes.
- Em baixas velocidades e em vazio, apenas na fase com falha o nível de energia que contempla a frequência fundamental se desloca, ou seja, o nível de maior energia na fase acometida pelo CCEE é diferente daquele das demais fases. Entretanto, não se sabe, ainda, explicar a razão deste fenômeno.
- Por fim, uma vez que a energia da fase com falha depende do percentual de espiras em curto e tem maior magnitude que nas demais fases, ainda que a energia das fases íntegras possa tanto aumentar como diminuir frente ao início da falha e à sua evolução, acredita-se ser possível analisar a energia da wavelet a fim de identificar um padrão e, assim, realizar a DF conforme a sua variação.

METODOLOGIA PROPOSTA E RESULTADOS OBTIDOS

Neste capítulo, será descrito, detalhadamente, do método proposto. Discutindo-se cada etapa da estrutura proposta para a determinação automatizada dos parâmetros referentes ao sinal a ser utilizado na DWT de acordo com a frequência de acionamento em cada condição de operação. Sendo eles: a frequência de amostragem; o número de amostras do sinal de corrente (comprimento do sinal) e; o número máximo de níveis de decomposição permitido pela wavelet-mãe adotada. Outrossim, o passo a passo para a formulação do índice Beta de DF utilizado, será também apresentado.

Em seguida, o desempenho da metodologia de detecção de falha será avaliado por meio de simulações computacionais e experimentalmente sob uma ampla faixa de operação, diferentes condições de velocidade, carga e estágios de severidade da falha. Além disso, o desempenho do método proposto será avaliado experimentalmente tanto para motores submetidos ao controle FOC quanto ao controle escalar (V/f).

6.1 Considerações Gerais

A técnica de DF proposta neste trabalho foi desenvolvida em ambiente de simulação e validada experimentalmente. Para as análises com dados advindos de simulações, o *software* Matlab/Simulink foi utilizado para implementar o modelo do motor e desenvolver as análises computacionais. Os parâmetros do motor de indução trifásico de 1 cv, 4 polos e 60 Hz utilizados para as simulações, os quais são apresentados na Tabela 17, se referem ao motor modificado que compõe a bancada experimental. Tanto nas simulações quanto nos testes experimentais, o motor foi avaliado sob várias condições operacionais (Tabela 27) e diferentes níveis de Curto-Circuito Entre Espiras (CCEE) na fase A (Tabela 28).

Na prática, além da operação por controle orientado de campo (FOC - *Field Oriented Control*), o motor foi acionado também sob controle escalar (Volts/Hertz - V/f). Para ambas as situações, os experimentos foram realizados nas condições de operação e severidades de falha descritas nas Tabelas 27 e 28, respectivamente. Ao todo foram realizados 119 testes (75 sob controle FOC e 44 sob controle V/f), sendo os sinais de corrente das 3 fases do motor coletados e processados. Tais sinais compõem o conjunto de dados empregado para a validação da metodologia proposta para a detecção do CCEE.

Tabela 27 – Pontos de operação considerados nas simulações e nos testes práticos.

Simulações				Experimental			
V_n [rpm]	T_n [%]			V_n [rpm]	T_n [%]		
1741	100	50	0	1800	100	50	0
1350	100	50	0	1350	100	50	0
900	100	50	0	900	100	50	0
450	100	50	0	450	100	50	0
90	100	50	0	90	100	50	0

*Para Simplificar, será adotado: 100% $T_n = CN$ (Carga Nominal); 50% $T_n = 0.5T_n$; 0% $T_n = SC$ (Sem Carga).

Fonte: Próprio autor.

Tabela 28 – Severidade da falha considerada nos testes práticos.

CCEE [%]	0	1	2	4	5,666*
Número de espiras em CC	0	3	6	12	17
Derivações		50B-3A	47B-3A	43B-5A	43B-10A

*Para fins de simplificação, $\mu = 5,666\%$ será aproximado para $\mu = 6\%$.

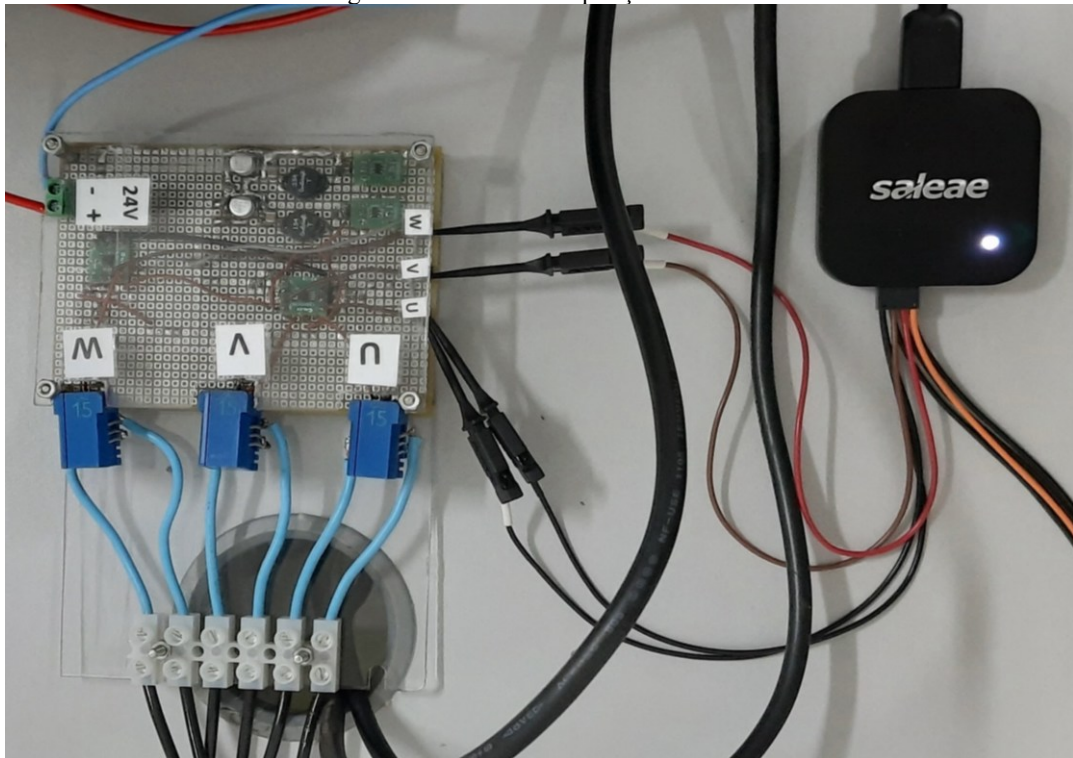
Fonte: Próprio autor.

Para a realização das simulações computacionais na velocidade de 1800 rpm seria necessário adaptar as equações do controle vetorial do modelo computacional para permitir sua operação na região de enfraquecimento de campo, assim como as do conversor para que o índice de modulação se mostre correto na região não linear de chaveamento. Entretanto, a não realização destas adaptações não traz nenhum ônus aos resultados aqui obtidos, uma vez que o objetivo não é realizar comparações diretas entre os valores obtidos computacionalmente e experimentalmente, mas apenas observar tendências do comportamento das variações dos índices de detecção proposto.

A bancada utilizada para realizar as validações experimentais foi detalhada na seção 5.1 deste trabalho, sendo que, naquela ocasião, o seu sistema de aquisição dos sinais de corrente era composto por três sensores de efeito *Hall* (do fabricante LEM, modelo LTS 15-NP), conectados a um osciloscópio de 4 canais. No presente capítulo, no entanto, utilizou-se três sensores de efeito *Hall* do fabricante LEM, modelo CAS 15, junto à placa Saleae®, a qual possui 8 canais analógicos de entrada que podem amostrar em até 50 MS/s com resolução de 12 *bits*. Após a aquisição, os sinais de corrente foram submetidos a um circuito de condicionamento para a normalização dos sinais de entrada na faixa de ± 10 Volts e aplicação de um filtro *anti-aliasing*, com frequência de corte de 100 kHz. O sistema de aquisição completo é mostrado na Figura 49.

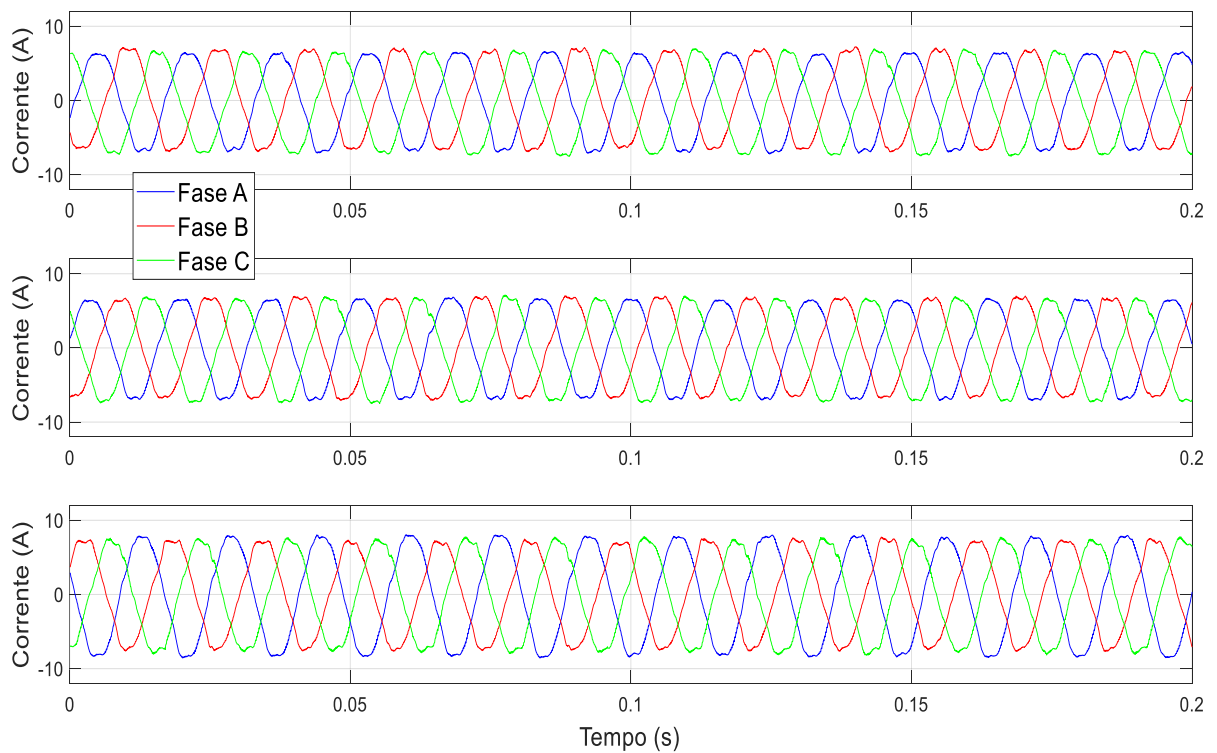
A título de ilustração, as correntes elétricas do estator das fases A, B e C, considerando o motor acionado com controle vetorial e operando a 1800 rpm com carga nominal, são mostradas na Figura 50. Na Figura 50a, o motor está sob a condição sem falha; já nas Figura 50b-c, o motor opera com 1% e 6% de espiras em curto-circuito, respectivamente.

Figura 49 – Circuito de aquisição de sinais.



Fonte: Próprio autor.

Figura 50 – Aquisição com a Saleae e a placa de comissionamento - Correntes do estator das fases A, B e C, considerando o motor: a) sem falha; b) com 1% de CCEE; c) com 6% de CCEE.



Fonte: Próprio autor.

6.2 Determinação dos Parâmetros para a Transformada de Wavelet Discreta

Conforme definido pela Equação (14), um número mínimo de decomposições deve ser realizado para que todas as características do sinal sejam adequadamente representadas (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2019). Assim, a partir da frequência de amostragem (f_s), o número de amostras do sinal de corrente, ou seja, o comprimento da janela de observação do sinal, deve ser adequadamente determinado para a decomposição pela DWT. Além disso, o número máximo de níveis de decomposição permitido pela wavelet-mãe escolhida (db2), definido pela Equação (20), deve ser pelo menos igual ao número mínimo de níveis de decomposição estimados pela Equação (14).

$$L_{max} = \log \left(\frac{Comp_{sinal}}{Comp_{filtro} - 1} \right) \quad (20)$$

onde L_{max} é o número máximo de decomposições possíveis, isto é, a decomposição termina quando o sinal se torna menor que o comprimento do filtro de uma dada wavelet; $Comp_{sinal}$ é o comprimento da janela de observação do sinal a ser analisado e $Comp_{filtro}$ é o comprimento do filtro utilizado pela wavelet utilizada.

Deste modo, se a frequência de amostragem é mantida fixa na Equação (14), quanto menor for a frequência de acionamento do motor (f) maior será o número mínimo (L) de decomposições necessárias. Por conseguinte, se L for grande, para que o número máximo de composições (L_{max}) permitidos pela wavelet-mãe (Equação (20)) seja no mínimo igual a L , maior deverá ser o comprimento do sinal analisado. A necessidade de aumentar o comprimento do sinal à medida que a frequência de acionamento diminui, para que $L_{max} \geq L$, implica em dois problemas:

- i) Aumento do custo computacional para a detecção de falhas em baixas frequências.
- ii) Uso de diferentes comprimentos do sinal de acordo com a frequência de acionamento do motor. Para cada frequência de acionamento será necessário um determinado comprimento do sinal de corrente para que a decomposição completa do sinal seja realizada, em conformidade com as Equações (14) e (20). Tal fato, acarreta uma quantidade diferente de coeficientes nos níveis de decomposição da DWT, impactando no valor da energia (e consequentemente no índice de falha), uma vez que tal parâmetro é definido pela soma dos quadrados dos coeficientes de cada nível da decomposição

DWT.

De modo a superar os obstáculos supracitados, um algoritmo adaptativo à frequência de acionamento foi desenvolvido, conforme ilustrado na Figura 51. As respectivas etapas são necessárias para sua implementação:

- i) Determinação da frequência de amostragem para a coleta dos sinais, $f_{s_desejada}$. A partir da frequência de acionamento imposta pelo FOC, a frequência de amostragem será definida pela Equação (21).

$$f_{s_desejada} = f * ordem * 2 * fator \quad (21)$$

onde f é a frequência de acionamento e $ordem$ é a maior componente harmônica que se deseja analisar. Uma vez que os primeiros componentes de ordem ímpar possuem as maiores amplitudes e carregam informação sobre a falha (3° e 5°, principalmente) (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000), neste trabalho foi estabelecido $ordem = 7$. Entretanto, vale lembrar que harmônicos de ordens superiores também podem ser utilizados para a DF. O fator de multiplicação 2 vem do teorema de amostragem de Nyquist, que estabelece que um sinal analógico pode ser recuperado a partir dos seus valores discretos se a taxa de amostragem for duas vezes maior que a maior frequência do sinal em questão; $fator$ é um número escolhido empiricamente para se obter uma maior resolução do sinal amostrado. Neste trabalho, adotou-se $fator = 7$. Deste modo, obtém-se uma frequência de amostragem 14 vezes maior do que a maior frequência que se deseja analisar no espectro de frequências, e não apenas 2 vezes maior como previsto pelo teorema de Nyquist. É importante ressaltar que tanto a $ordem$ quanto o $fator$ são escolhidos empiricamente, e que valores maiores destes parâmetros implicam em uma melhor resolução do sinal. Contudo, vale lembrar que é necessário manter a relação de compromisso entre a resolução do sinal e o custo computacional envolvido num ponto satisfatório.

- ii) Cálculo do fator de decimação (D) a ser aplicado no sinal coletado. A partir da frequência de amostragem desejada ($f_{s_desejada}$) e da frequência de amostragem (f_s) empregada pelo equipamento de aquisição de sinais, é possível definir em quantas vezes o sinal original deve ser decimado.
- iii) Cálculo do número mínimo de decomposições da DWT necessário para representar adequadamente todas as características do sinal, conforme a Equação (14).
- iv) Cálculo do número máximo de decomposições possíveis utilizando a wavelet-mãe escolhida, a partir de um dado comprimento do sinal de corrente, conforme a Equação (20).

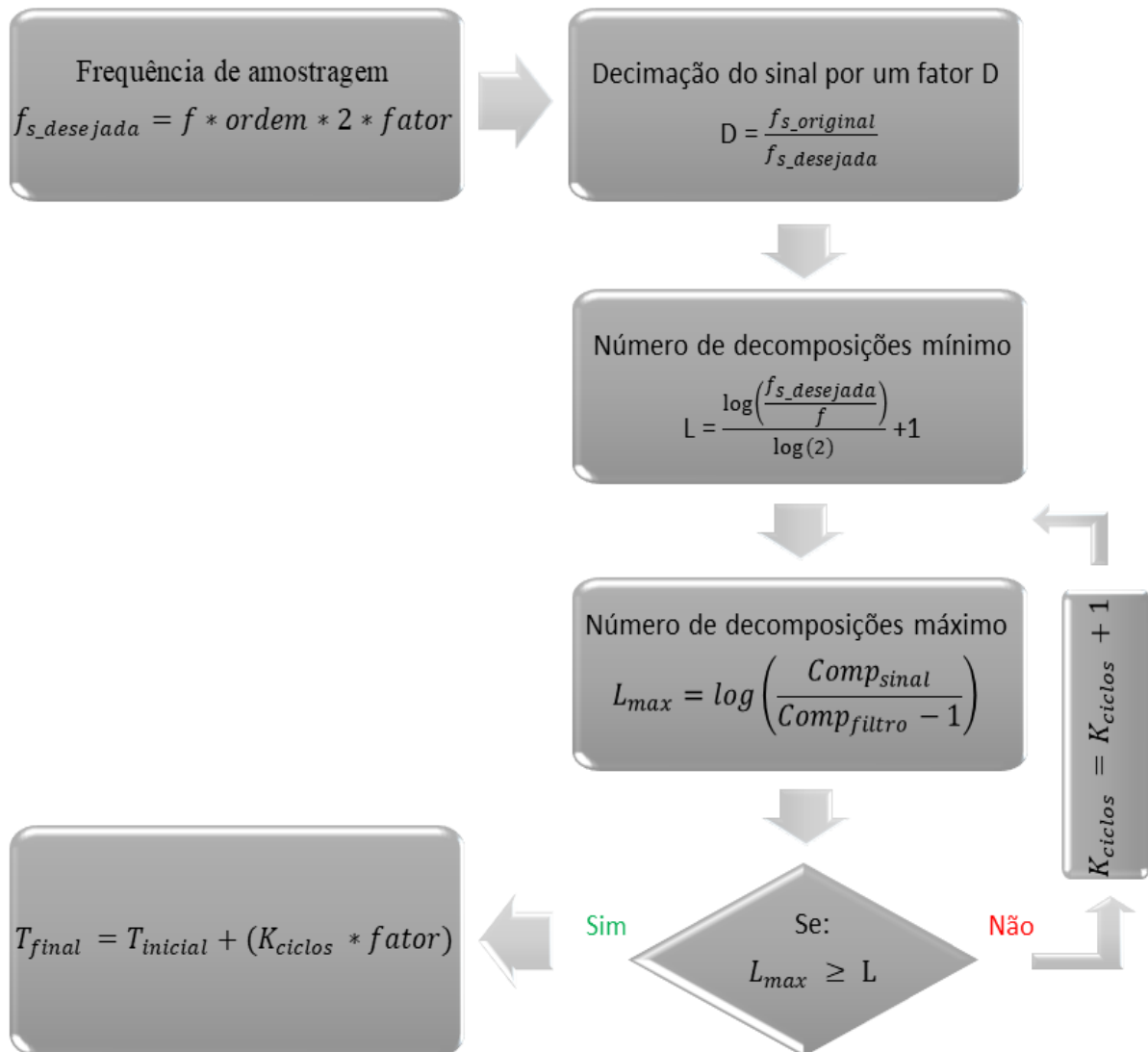
v) Verificação da condição $L_{max} \geq L$.

Se não: aumentar um ciclo no comprimento do sinal e repetir a etapa anterior (iv) até que $L_{max} \geq L$.

Se sim: prosseguir para a etapa (vi).

vi) Cálculo do comprimento final da janela do sinal de corrente que será utilizado na composição do índice de diagnóstico. Neste caso, o comprimento mínimo do sinal obtido na etapa anterior deve ser multiplicado pelo mesmo *fator* utilizado na primeira etapa do algoritmo, a fim de garantir uma proporcionalidade no incremento da resolução no domínio do tempo e da frequência.

Figura 51 – Fluxograma do algoritmo adaptativo para a seleção dos parâmetros da decomposição DWT.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando a estrutura para a determinação dos parâmetros da decomposição DWT em função

da frequência de acionamento (Figura 51), percebe-se, pela Tabela 29, que, como a frequência de amostragem foi adequadamente ajustada para cada frequência de acionamento (Equação (14)), em todas as condições o número de decomposições realizadas foi o mesmo. Logo, a componente de frequência fundamental estará sempre contida em um mesmo nível da DWT e, conseqüentemente, os níveis selecionados para composição do índice de falha serão análogos, independentemente da frequência de acionamento do motor. Além disso, ao ajustar, também, o comprimento do sinal utilizado para cada frequência de acionamento imposta pelo controle, garante-se que os respectivos níveis de decomposição da DWT, independentemente da condição de operação, tenham um mesmo número de coeficientes. Uma vez que a energia é calculada pela soma dos coeficientes ao quadrado, este processo é importante para que as diferenças observadas na magnitude das energias sejam provenientes de variações nas amplitudes dos coeficientes, e não de alterações na quantidade de coeficientes que foi utilizada para o seu cálculo.

Tabela 29 – Níveis da DWT Selecionados.

Método de Seleção	Velocidade	Carga (%)	Nível DWT							
			1	2	3	4	5	6	7	8
CompSeq-Compacto	1741 rpm	0				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
		50				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
		100				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
	1080 rpm	0				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
		50				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
		100				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
	540 rpm	0				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
		50				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
		100				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
	90 rpm	0				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
		50				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		
		100				SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F	SF/1F/2F/4F/6F		

* SF: Sem Falha; 1F: 1% Falha; 2F: 2% Falha; 4F: 4% Falha; 6F: 6% Falha.

Fonte: Próprio autor.

6.3 Metodologia Proposta para a Detecção da Falha

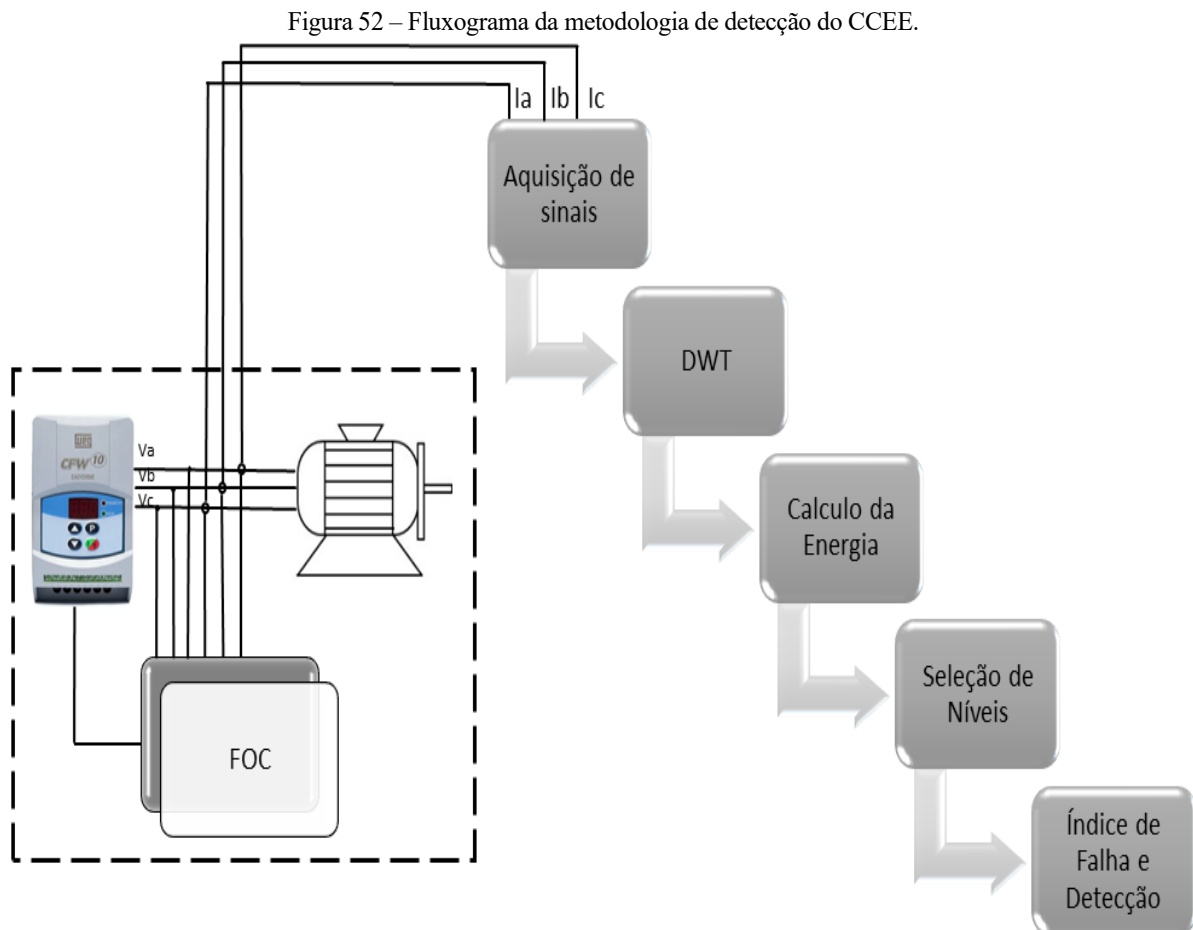
Para a implementação da metodologia de detecção de falha proposta neste trabalho, são necessárias as seguintes etapas (Figura 52):

- Aquisição dos sinais de corrente de estator do motor, incluindo todo o processo detalhado na Seção 6.2 deste capítulo.
- Decomposição DWT dos sinais de corrente das fases *A*, *B* e *C*.
- Cálculo da energia de cada nível de decomposição em cada uma das fases.
- Aplicação do método de seleção a fim de determinar o nível de decomposição capaz de

distinguir a condição de falha. Aqui, vale ressaltar, que o método de seleção pode ser aplicado em qualquer uma das fases, escolhida arbitrariamente.

- v) Aplicação do índice de DF. Neste ponto será avaliado o desempenho dos índices Gama, desenvolvido em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021), e o Beta, aqui proposto.

Após todas as etapas do método de DF, o diagnóstico e monitoramento da evolução da falha, bem como a identificação da fase acometida, são realizados por meio da observação da tendência do comportamento do índice das três fases. Enquanto o motor ainda não apresentar falha, é esperado que a variação do índice de falha seja pequena e que seus valores sejam próximos entre si e próximos de zero. A partir da ocorrência da falha, a magnitude do índice deve aumentar à medida em que o número de espiras em curto-circuito no estator progredir.



Fonte: Próprio autor.

6.3.1 Definição do Índice de Falha Gama - Apresentado em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021)

O índice de DF foi utilizado como aquele desenvolvido em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021), a partir da soma da energia dos M níveis da decomposição da DWT previamente selecionados, para cada fase da corrente do motor, de acordo com a Equação (22).

$$\Delta_i = \frac{\sum_M E}{rms_i} \quad (22)$$

onde M são os níveis previamente determinados pelo método de seleção; E é a energia dos respectivos níveis da DWT e i são as fases da corrente do motor: A, B, e C.

Para a detecção do CCEE e a localização da fase acometida pelo mesmo, deve ser analisada a relação diferencial entre os índices de falha obtidos para cada fase da corrente elétrica do estator, conforme as Equações (23)-(25).

$$\gamma_{AB} = \Delta_a - \Delta_b \quad (23)$$

$$\gamma_{BC} = \Delta_b - \Delta_c \quad (24)$$

$$\gamma_{CA} = \Delta_c - \Delta_a \quad (25)$$

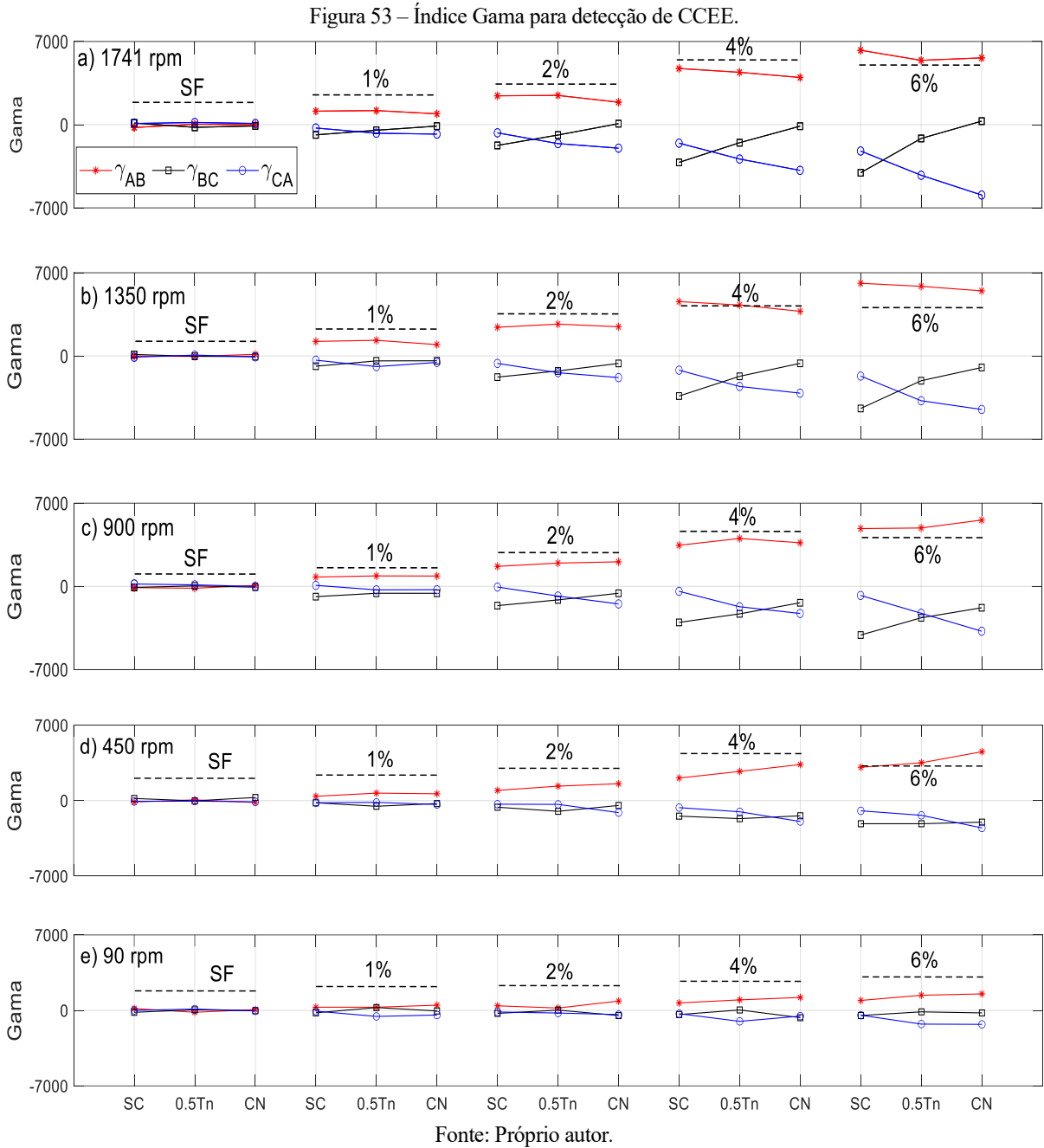
Neste sentido, a partir do conjunto de índices obtidos ($\Delta\gamma = [\gamma_{AB}; \gamma_{BC}; \gamma_{CA}]$) tem-se as seguintes relações para a detecção e determinação da fase de ocorrência da falha:

- Para CCEE na fase A: $\gamma_{AB} > 0$, $\gamma_{BC} \approx 0$ e $\gamma_{CA} < 0$;
- Para CCEE na fase B: $\gamma_{BC} > 0$, $\gamma_{CA} \approx 0$ e $\gamma_{AB} < 0$;
- Para CCEE na fase C: $\gamma_{CA} > 0$, $\gamma_{AB} \approx 0$ e $\gamma_{BC} < 0$.

6.3.1.1 Aplicação do Índice Gama

As energias dos níveis da DWT selecionados, apresentados na Tabela 29, foram utilizadas na composição dos índices de DF Gama (proposto por (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021)), conforme a Equação (22), cujas relações diferenciais entre fases – representadas pelas Equações (23)-(25) – são ilustradas na Figura 53. Para a detecção/localização adequada do CCEE na fase A, à medida

que o percentual de espiras em curto aumenta, γ_{AB} deve crescer em magnitude, γ_{CA} diminuir e γ_{BC} assumir uma posição intermediária entre esses dois últimos valores. Enquanto o motor estiver íntegro (sem falha), os índices Gama devem ser próximos entre si e próximos de zero. Todas as condições de operação apresentadas nas Tabelas 27 e 28 foram consideradas na elaboração da Figura 53.



Observa-se que este método de DF, o qual é composto pelo algoritmo adaptativo para a seleção dos parâmetros da decomposição DWT, pelo método de seleção proposto *CompSeq Compacto* e o pelo índice Gama, propicia índices diferenciais capazes de detectar a falha e localizar

a fase acometida por ela praticamente apenas em condições de operação mais próximas à da carga nominal. Além disso, os índices de DF obtidos ainda apresentam dependência com relação à carga do motor.

Outrossim, é possível perceber que, à medida em que a velocidade de operação do motor diminui, há uma melhora na sensibilidade do método. Isto ocorreu porque a curva preta que representa o índice γ_{bc} ($\gamma_b - \gamma_c$) se tornou mais próxima de zero ($\gamma_{BC} \approx 0$), o que, por sua vez, implicou na detecção de falhas de menores intensidades e em condições de operação com velocidade reduzida (ver Figura 53e). Acredita-se que, tal comportamento possa estar relacionado com às ações de reação do controle. No entanto, como era de se esperar uma relação entre velocidade e sensibilidade oposta ao que foi observado, a interdependência dessas grandezas (velocidade e sensibilidade) deve ser mais bem avaliada e validada com os resultados experimentais.

Com base nas simulações computacionais, verificou-se que na tentativa de “compensar” os efeitos da falha a fim de garantir o rastreamento de trajetória durante sua operação, o FOC forçará a tensão de sequência negativa necessária para tentar impor correntes simétricas na máquina (CHENG; ZHANG; HABETLER, 2010). Para isso, provocará um desequilíbrio entre as três tensões de alimentação aplicadas aos terminais do motor. Apesar de reduzir a CSN nas correntes elétricas do MI (conforme apresentado na seção 2.5), este desequilíbrio nas tensões provocará um maior desequilíbrio entre os valores de energias das fases sem falha (conforme detalhado na seção 5.2). Consequentemente, pela definição do índice Gama, o índice diferencial γ_{BC} não terá um valor próximo de zero como suposto em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021), mas sim um valor que irá depender do desequilíbrio entre as fases *B* e *C*. Desta forma, o desequilíbrio nas tensões causado pelas ações de reação do controle aos efeitos da falha pode dificultar, ou até mesmo mascarar, a DF em condições ainda incipientes.

Além disso, nota-se que uma maior separação entre os índices diferenciais propicia uma maior evidência da ocorrência da falha e da fase acometida por ela. Apenas a fim de demonstrar tal grau de separação, foi tomada a diferença entre os índices de DF da Figura 53. Assim, a Tabela 30 ilustra a relação entre os índices de DF da seguinte forma:

- $\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$: Distância da curva do índice γ_{AB} para γ_{BC} .
- $\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$: Distância da curva do índice γ_{CA} para γ_{BC} .

Tabela 30 – Relação de distanciamento entre os índices Gama.

		SF		1%		2%		4%		6%		Total Acerto
Vel. [rpm]	Tn [%]	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	
1741	CN	0,001	0,002	0,010	-0,006	0,018	-0,020	0,041	-0,037	0,053	-0,062	8/12
	50	0,002	0,004	0,016	-0,002	0,033	-0,007	0,059	-0,013	0,065	-0,030	5/8
	SC	-0,003	-0,0003	0,019	0,005	0,041	0,010	0,079	0,016	0,103	0,018	
1350	CN	0,001	-0,0002	0,013	-0,001	0,030	-0,011	0,043	-0,025	0,064	-0,035	8/12
	50	-0,00008	0,001	0,01	-0,004	0,039	-0,001	0,059	-0,008	0,079	-0,016	4/7
	SC	-0,001	-0,002	0,020	0,005	0,041	0,011	0,079	0,021	0,105	0,027	
900	CN	0,001	0,0005	0,014	0,003	0,026	-0,008	0,050	-0,009	0,073	-0,019	3/12
	50	-0,001	0,0008	0,014	0,002	0,030	0,003	0,063	0,005	0,075	0,003	1/4
	SC	-0,0002	0,002	0,016	0,009	0,033	0,015	0,064	0,026	0,089	0,033	
450	CN	-0,004	-0,004	0,009	-0,0008	0,020	-0,006	0,047	-0,005	0,065	-0,005	4/12
	50	0,0009	-0,0002	0,012	0,003	0,023	0,006	0,043	0,006	0,056	0,007	0/1
	SC	-0,003	-0,002	0,006	0,00004	0,015	0,002	0,035	0,007	0,052	0,011	
90	CN	0,001	-0,0001	0,005	-0,003	0,013	0,0009	0,018	0,001	0,017	-0,010	6/12
	50	-0,002	0,0006	0,0002	-0,008	0,001	-0,002	0,009	-0,010	0,015	-0,011	2/2
	SC	0,003	0,001	0,005	0,001	0,007	0,001	0,010	0,0007	0,013	0,0002	
Total Acerto				7/15 0/0		7/15 2/5		7/15 3/6		8/15 7/11		29/60 (48,33%) 12/22 (54,54%)

*Valores $\times 10^5$

Fonte: Próprio autor.

Para a detecção e localização da fase afetada pelo CCEE, considera-se um valor positivo de $\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$ e negativo para $\gamma_{CB} - \gamma_{BC}$. Já na condição sem falha, a distância entre os índices deve ser muito pequena (próxima de zero), independentemente de ser positiva ou negativa. Isto posto, os destaques em verde na Tabela 30 representam as condições de operação nas quais a DF foi corretamente realizada e, em vermelho, onde o método não foi capaz de discriminar a condição de falha. Pela tabela, observa-se que, com relação à severidade da falha, a capacidade de detecção da metodologia de DF tende a aumentar conforme o curto-circuito aumenta. Entretanto, o método não apresentou uma boa assertividade geral da DF e localização da fase acometida, acertando 29 em um total de 60 testes, o que representa 48,33%. Esse percentual de acerto foi calculado considerando condições ideais de simulação e que, em uma implementação prática, se a distância entre as curvas for muito pequena, o ruído, por exemplo, poderia dificultar/inviabilizar essa detecção ou conduzir a um falso diagnóstico, uma vez que a detecção de falha é realizada por meio da observação da tendência do comportamento dos índices. Deste modo, a fim de avaliar a influência do distanciamento dos índices na assertividade do método, nos pontos onde essa distância foi pequena, isto é, não for grande o suficiente para dar um diagnóstico claro, considerou-se como uma condição de incapacidade do método em emitir um diagnóstico (destacados em cinza na Tabela 30). Para que a falha seja detectável, deve existir uma diferença mínima entre $\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$ de +0,01 e $\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$ de -0,01 ($\lim = \pm 0,01$). Este valor foi aqui escolhido arbitrariamente; quanto maior ele for, maior será a

assertividade do método, embora com menor sensibilidade a falhas incipientes e operação em velocidades reduzidas, uma vez que nestas condições as variações na magnitude dos índices são pequenas. Se um dos dois limiares não forem atingidos, a condição é considerada indetectável/indeterminada. As condições de operação em que o índice Gama é menor que o limiar estabelecido é destacado na Tabela 30 com sombreado cinza. Assumindo tal premissa, houve uma redução de 63,33% (de 60 para 22) dos dados analisados e o método de DF acertou 12 de 22, ou seja, 54,54%. Além disso, os acertos na condição de 1% de CCEE, situação em que a DF é mais desafiadora e, também, onde se tem mais interesse em realizar essa detecção, diminuíram de 46,66% (7/15) para 0% (0/0).

Ainda que um limiar de distanciamento mínimo entre os índices de cada falha tenha sido considerado para o monitoramento do índice Gama, o desempenho do índice Gama aplicado à detecção de CCEE incipiente em motores de indução acionados por FOC foi insatisfatório. Desta forma, sugere-se que a formulação apresentada em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021), em princípio proposta para o controle DTC, não seja a mais adequada para o acionamento FOC, uma vez que a reação de cada estrutura de controle aos efeitos da falha é diferente. Portanto, um novo índice que supere as limitações do Gama relacionadas à sua aplicação para DF em motores sob controle orientado de campo e mantenha as premissas iniciais de que seja simples e eficaz, é proposto na próxima seção.

6.3.2 Definição do Índice de Falha Proposto - Beta

Como forma de reagir às perturbações provocadas pela falha, ainda que pequenas no caso de um curto-circuito incipiente, e manter a operação do motor próximo a seus valores de referência, considerando que as malhas de correntes sejam ideais, o comando de corrente emitido pelo FOC forçará a tensão de sequência negativa necessária para tentar impor correntes simétricas na máquina (CHENG; ZHANG; HABETLER, 2010): para isso, provocará um desequilíbrio entre as três tensões de alimentação aplicadas aos terminais do motor. Por sua vez, como observado na seção 5.2.2, tais tensões desequilibradas poderão não só mascarar parte do efeito da falha, mas também, aumentar o desequilíbrio entre as fases íntegras. Consequentemente, todo este fenômeno será refletido na decomposição dos sinais de corrente pela DWT.

Neste contexto, com base no comportamento das distribuições de energia da DWT das correntes do motor, estudadas detalhadamente por meio de simulações (seção 3.2) e testes práticos (seção 5.2.2), percebe-se que a principal limitação do índice Gama está no fato dele depender da

disposição entre os 3 Gamas obtidos em uma dada ordem – por exemplo, no caso da falha na fase A, γ_{AB} ser superior, γ_{CA} ser inferior e o γ_{BC} estar localizado entre os outros dois. Deste modo, é proposta na presente etapa deste trabalho uma nova formulação para o índice de detecção, denominado Beta, cujas premissas básicas são capazes de superar as deficiências do índice Gama aplicado ao controle FOC.

Assim como o Gama (proposto em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021)), o Beta proposto é calculado a partir da soma da energia dos M níveis de decomposição da DWT previamente selecionados para cada fase da corrente do motor, de acordo com a Equação (22). Entretanto, as relações diferenciais entre fases para compor o índice Beta e o Gama são diferentes. O índice Beta proposto se baseia nas seguintes características, as quais foram observadas nos estudos realizados na seção 5.2 :

- a energia dos níveis da DWT capaz de distinguir a falha se altera conforme a sua severidade;
- a energia da fase com falha é sempre maior do que a energia das outras fases sem falha;
- as energias das fases sem falha apresentam valores próximos.

Para a formulação do índice Beta, as relações diferenciais entre os índices de falha obtidos para cada fase da corrente do estator do motor são aquelas apresentadas nas Equações (26)-(28):

$$\beta_{AB+AC} = \Delta_a - \Delta_b + \Delta_a - \Delta_c \quad (26)$$

$$\beta_{BA+BC} = \Delta_b - \Delta_a + \Delta_b - \Delta_c \quad (27)$$

$$\beta_{CA+CB} = \Delta_c - \Delta_a + \Delta_c - \Delta_b \quad (28)$$

Supondo que o motor esteja sujeito a uma determinada intensidade de curto-circuito na fase A, como a energia da fase com falha é sempre maior do que a das demais, o índice β_{AB+AC} será composto pela soma de duas parcelas com valores positivos ($\Delta_a - \Delta_b$ e $\Delta_a - \Delta_c$). Já o índice β_{BA+BC} , será composto pela soma de uma parcela com valor negativo ($\Delta_b - \Delta_a$), pois o nível de energia da fase A é bem maior que o nível de energia das demais fases, com uma segunda parcela ($\Delta_b - \Delta_c$) que poderá ser um valor positivo ou negativo, uma vez que a energia das fases que não contém falha pode aumentar ou diminuir frente à variação da falha. Todavia, esta segunda parcela é caracterizada por ser um valor menor que a primeira parcela, uma vez que as energias de ambas as fases sem falha apresentam valores próximos. O índice β_{CA+CB} tem um comportamento similar ao índice β_{BA+BC} . Portanto, o índice de maior magnitude será sempre aquele correspondente à fase afetada pela falha (β_{AB+AC} , nesse caso).

Neste sentido, a partir do conjunto de índices obtidos ($\Delta\beta = [\beta_{AB+AC}; \beta_{BA+BC}; \beta_{CA+CB}]$) tem-se as seguintes relações:

- para CCEE na fase A: $\beta_{AB+AC} > \beta_{BA+BC}$ e $\beta_{AB+AC} > \beta_{CA+CB}$;
- para CCEE na fase B: $\beta_{BA+BC} > \beta_{AB+AC}$ e $\beta_{BA+BC} > \beta_{CA+CB}$;
- para CCEE na fase C: $\beta_{CA+CB} > \beta_{AB+AC}$ e $\beta_{CA+CB} > \beta_{BA+BC}$.

O Beta proposto se difere do Gama no fato de que, enquanto este último depende do fato de um índice ser superior, um inferior e outro estar localizado entre os outros dois (ter uma magnitude próxima de zero), de modo que a configuração em que os três índices estão dispostos indicará em qual fase está localizada o curto-circuito (conforme exposto na seção 6.3.1), o primeiro depende apenas de que um dos índices seja superior aos outros dois, sendo que este indicará a fase acometida pela falha. Deste modo, além do Beta proposto possuir uma formulação tão simples quanto à do Gama, esta relação torna o Beta mais sensível à falha e robusto às reações do controle.

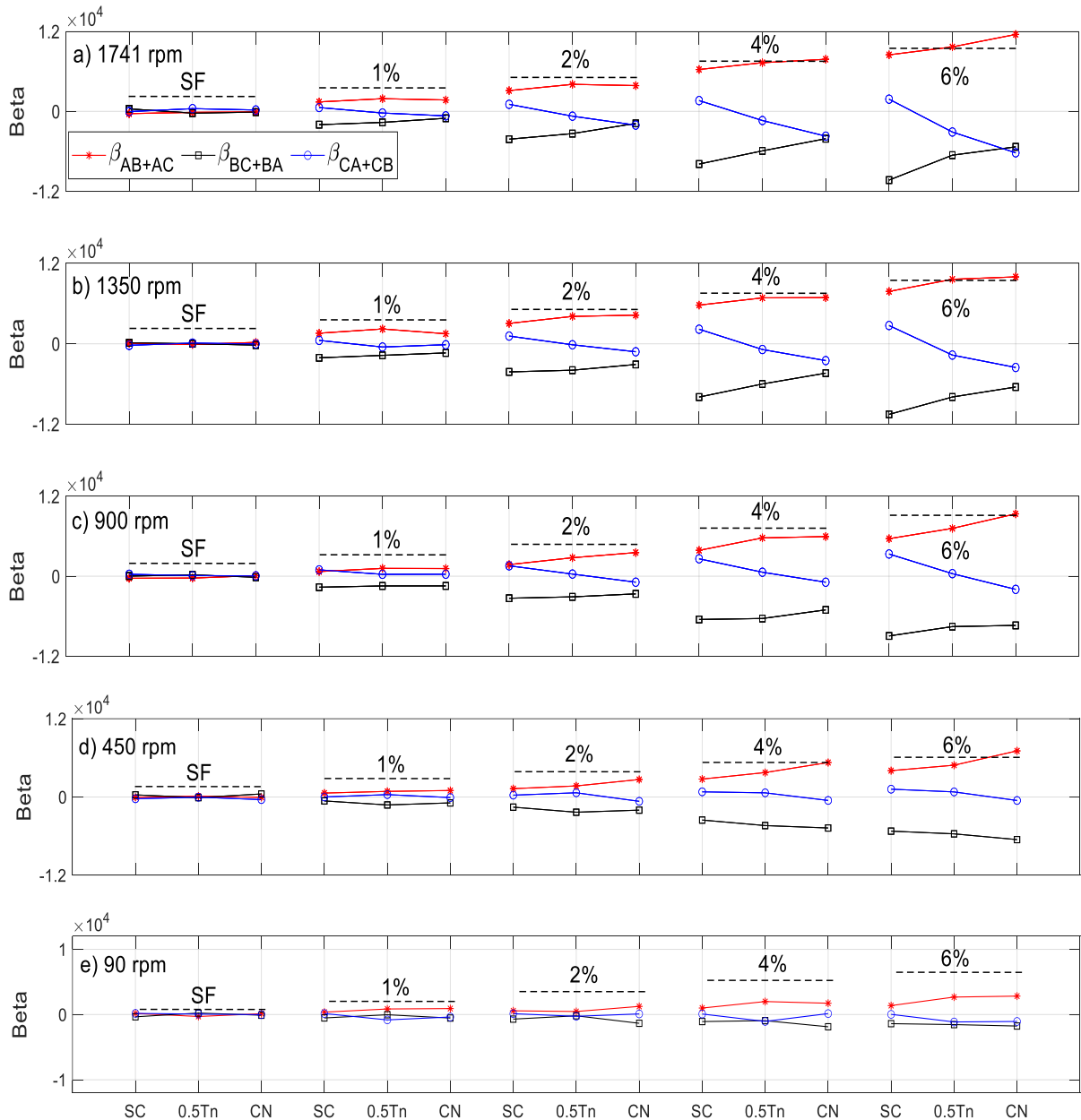
6.3.2.1 Aplicação do Índice Beta Proposto

A Figura 54 ilustra a detecção do CCEE a partir da metodologia proposta na Figura 52, a qual é composta pelo método de seleção proposto *CompSeq Compacto* (seção 4.3.3); algoritmo adaptativo para a seleção dos parâmetros da decomposição DWT (seção 6.2 do presente capítulo) e o índice Beta, conforme a Equação (22) e as relações entre fases das Equações (26)-(28) ($\Delta\beta = [\beta_{AB+AC}; \beta_{BA+BC}; \beta_{CA+CB}]$). Para a detecção/localização adequada do CCEE na fase A, é esperado que, à medida que o percentual de espiras em curto aumente, β_{AB+AC} cresça em magnitude e seja maior que β_{BA+BC} e β_{CA+CB} . Antes da ocorrência da falha, os índices Beta devem ser próximos entre si e próximos de zero.

Nota-se que, comparado à utilização do índice Gama (Figura 53), ao se utilizar o índice Beta (Figura 54), a metodologia de DF permite, de forma mais clara (com maior separação entre índices), detectar e localizar a fase afetada pela falha em estágios mais incipientes, além de condições de acionamento com cagas e velocidades menores. Esta maior sensibilidade e melhor visibilidade à falha está intrinsecamente relacionada com a formulação do Beta, na qual o índice correspondente à fase com falha é dado pela soma de duas parcelas com alto valor de energia, o que o torna mais distante dos outros dois índices, correspondentes às outras fases sem falha. Outrossim, o índice Beta, que identifica em qual fase a falha está localizada, depende apenas que um deles (aquele correspondente

à fase que contém a falha), seja maior que os demais, não importando a ordem dos outros dois. No entanto, os índices Beta de DF, assim como os índices Gama, ainda apresentam dependência com relação à carga do motor.

Figura 54 – Índice Beta para a detecção de CCEE.



Fonte: Próprio autor.

Haja visto que um grau de separação entre os índices é fundamental para evidenciar a ocorrência da falha e a fase comprometida por ela, de forma similar à apresentada anteriormente, a Tabela 31 ilustra a relação entre os índices de DF da Figura 54 da seguinte forma:

- $\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$: Distância da curva do índice β_{AB+AC} para β_{BA+BC} ;
- $\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$: Distância da curva do índice β_{AB+AC} para β_{CA+CB} .

Para a detecção e localização da fase afetada pelo CCEE, deve-se considerar um valor positivo de $\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$ e $\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$. Quando não houver falha, a distância entre os índices deve ser pequena e próxima de zero, independentemente de ser positiva ou negativa. Deste modo, as condições de operação nas quais a identificação e localização da falha foi corretamente realizada com base no índice Beta são destacadas em verde na Tabela 31, e onde não foram, em vermelho. Nota-se que, ao empregar o índice Beta, o percentual de acertos é consideravelmente maior que aquele obtido pelo índice Gama (Tabela 30). O método de DF acertou 59 num total de 60 testes, o que corresponde a um total de 98,33% de acertos, enquanto o Gama acertou apenas 48,33%. Além disso, na condição de apenas 1% de espiras em curto, o Beta se mostra mais sensível à falha e apresenta melhor desempenho, com 93,33% de acerto (14/15), enquanto os acertos com o Gama foram de 46,66% (7/15).

Tabela 31 – Relação de distanciamento entre os índices Beta.

		SF		1%		2%		4%		6%		Total Acerto
Vel. [rpm]	Tn [%]	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	
1741	CN	0,0001	-0,003	0,027	0,023	0,056	0,059	0,119	0,115	0,168	0,177	12/12
	50	0,001	-0,005	0,035	0,021	0,073	0,047	0,132	0,086	0,162	0,127	11/11
	SC	-0,007	-0,002	0,034	0,008	0,072	0,020	0,141	0,046	0,187	0,066	
1350	CN	0,003	0,002	0,028	0,016	0,073	0,054	0,112	0,094	0,164	0,135	12/12
	50	-0,001	-0,002	0,039	0,026	0,080	0,042	0,128	0,077	0,175	0,113	12/12
	SC	-0,0005	0,003	0,036	0,010	0,072	0,018	0,137	0,035	0,183	0,0508	
900	CN	0,002	0,0003	0,026	0,008	0,061	0,044	0,109	0,068	0,167	0,113	11/12
	50	-0,004	-0,003	0,026	0,008	0,058	0,024	0,120	0,051	0,147	0,067	8/8
	SC	-0,003	-0,005	0,023	-0,0025	0,050	0,0017	0,103	0,012	0,145	0,022	
450	CN	-0,005	0,003	0,018	0,010	0,046	0,033	0,100	0,058	0,136	0,076	12/12
	50	0,002	0,001	0,020	0,004	0,040	0,010	0,081	0,031	0,105	0,040	10/10
	SC	-0,003	0,002	0,012	0,005	0,028	0,010	0,062	0,019	0,092	0,028	
90	CN	0,002	0,001	0,014	0,012	0,025	0,011	0,036	0,015	0,045	0,038	12/12
	50	-0,005	-0,003	0,008	0,016	0,006	0,007	0,029	0,030	0,042	0,038	7/7
	SC	0,005	-0,00009	0,008	0,002	0,012	0,004	0,020	0,009	0,027	0,013	
Total Acerto				14/15 7/7		15/15 12/12		15/15 14/14		15/15 15/15		59/60 (98,33%) 48/48 (100%)

*Valores x10⁵

Fonte: Próprio autor.

Tomando o mesmo valor de limiar adotado anteriormente para a avaliação do Gama, $\lim = +0,01$, isto é, considerando-se que para que a falha seja detectável deva existir uma diferença mínima de 0,01 $\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$ e $\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$ utilizando-se os índices Beta, basta que apenas um

destes seja menor que o limiar para se considerar uma condição de incapacidade do método para identificar e localizar o CCEE. Tais condições são destacadas, na Tabela 31, sombreadas em cinza. Considerando tal premissa, os dados analisados foram reduzidos em 20% (de 60 para 48) e o método de DF acertou 100% dos diagnósticos. Na condição de 1% de CCEE, o método aumentou sua taxa de acerto de 93,33% (14/15) para 100% dos dados analisados. Cabe ressaltar que, adotando-se o mesmo valor de limiar e para esta mesma severidade de falha (ver Tabela 30), a qual corresponde à situação de maior interesse em termos de detecção (falha incipiente), o índice Gama não acertou nenhum diagnóstico.

6.3.3 Comparação Entre os Resultados Simulados

A fim de se confrontar o método de DF proposto ao se empregar os índices Gama e Beta, são expostos, na Tabela 32, os respectivos percentuais de acerto e o número de pontos analisados, sendo que, no caso da aplicação do limiar de distanciamento entre os índices, também o percentual de redução aplicado. Além disso, considerou-se um novo valor de limiar, cujo valor é a metade daquele adotado anteriormente, $\lim = \pm 0,005$.

Índice	Sem Limiar		$\lim = \pm 0,005$			$\lim = \pm 0,01$		
	Nº de pontos analisados	Acerto (%)	Nº de pontos analisados	Redução do nº de pontos (%)	Acerto (%)	Nº de pontos analisados	Redução do nº de pontos (%)	Acerto (%)
Gama	60	48,33	39	35	53,84	22	63,33	54,54
Beta	60	98,33	55	8,33	100	48	20	100

Fonte: Próprio autor.

Nota-se, prontamente, a superioridade do índice Beta sobre o Gama no que diz respeito à capacidade de detecção do CCEE. Em todas as condições analisadas (sem limiar, com $\lim = \pm 0,005$ e com $\lim = \pm 0,01$), o percentual de acerto é sempre maior utilizando o índice de falha Beta, concebido neste trabalho. Além disso, em ambos os casos de limiares considerados, o percentual de redução no número de pontos analisados é menor adotando-se o índice Beta do que o Gama.

Por fim, quanto maior for o valor do limiar considerado, ou seja, quanto maior a distância mínima entre um índice e outro para que ele seja considerado detectável, maior é o percentual de acertos, tanto para o índice Beta quanto para o Gama.

É importante ressaltar que, a princípio, a DF é realizada por meio da observação da tendência do comportamento do índice das três fases; portanto, adotar um limiar de distanciamento entre os

índices não é uma etapa da metodologia de DF proposta. Ele foi utilizado apenas como forma de avaliar a assertividade do método em função da distância entre os índices diferenciais. Caso haja uma etapa de tomada de decisão, posterior ao cálculo do índice de falha, com o objetivo de monitorar os índices e sinalizar uma falha no motor, um determinado valor de limiar pode ser adotado a fim de aumentar a sensibilidade do método e evitar falsos diagnósticos. Todavia, cabe ressaltar que um valor alto deste limiar pode descartar muitos dados e não alertar sobre a possibilidade de falhas com um número de espiras muito reduzido e/ou em condições de operação com cargas e velocidade reduzidos.

6.4 Resultados Experimentais

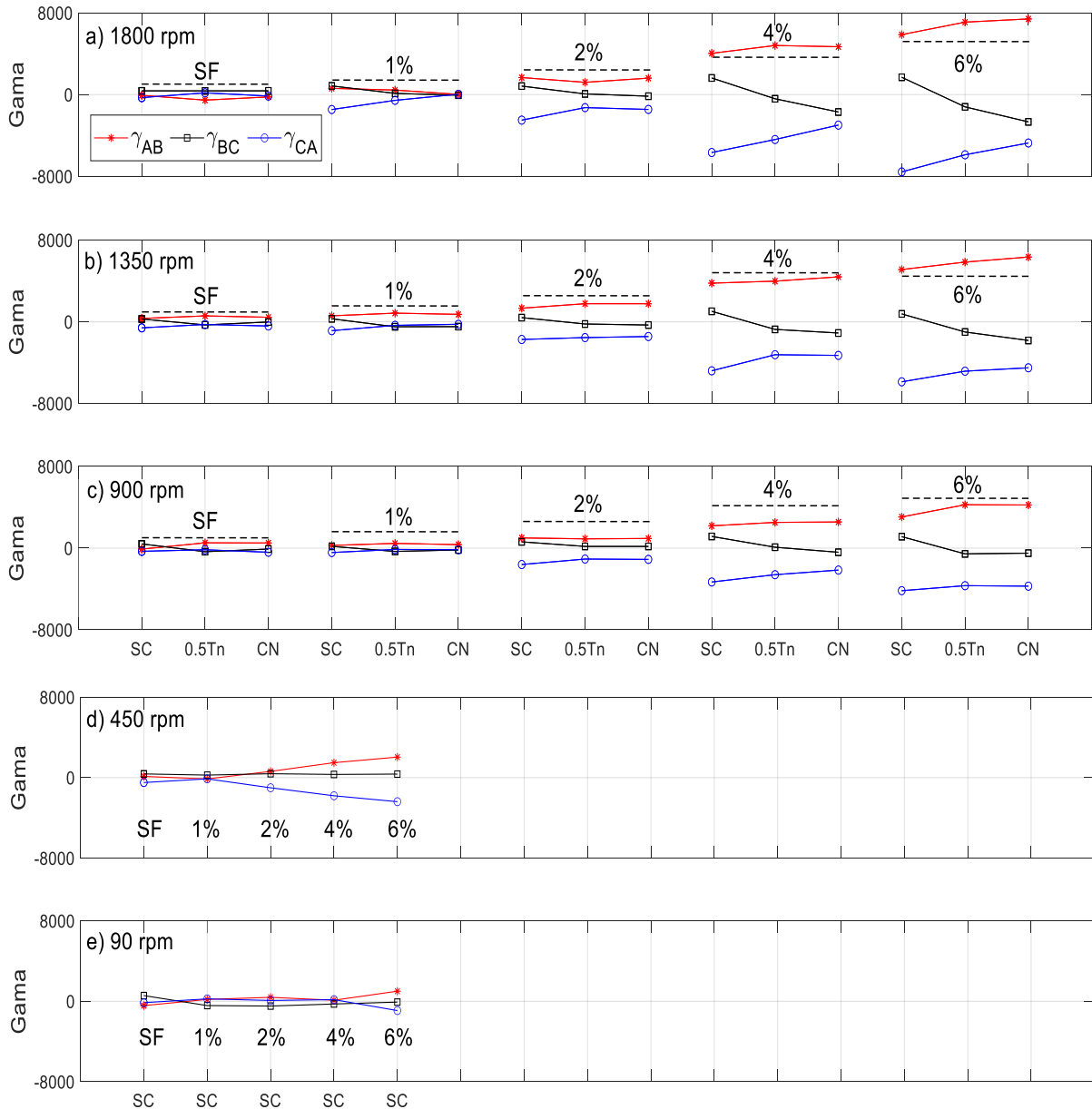
Os resultados obtidos computacionalmente, no que diz respeito à assertividade do método de detecção, mostraram que os percentuais de acerto alcançados pelo índice Gama foram muito inferiores aos do índice Beta, aqui proposto. Em vista disso, além de avaliar o desempenho da metodologia de detecção na prática e validar os resultados simulados em motores empregando o controle orientado de campo, o procedimento para DF será aplicado na sequência também em motores sob controle escalar. Com isso, será possível compreender o quanto os mecanismos de reação do controle influenciam no desempenho de cada índice e levam às discrepâncias observadas entre os resultados obtidos. Tal análise se mostra importante devido à impossibilidade de uma demonstração matemática e plena compreensão teórica dos fenômenos de reação do controle aos efeitos da falha, uma vez que são altamente complexos, acoplados e interagentes. As velocidades mencionadas para o controle V/f ao longo do texto se refere à velocidade síncrona e não à velocidade do rotor, como no controle FOC.

6.4.1 *Índice Gama Aplicado ao Motor Acionado por Controle V/f e FOC*

As Figuras 55 e 56 ilustram a detecção de falha a partir da metodologia proposta aplicando o índice Gama (proposto em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021)) considerando, respectivamente, o motor acionado por controle V/f e FOC. Vale considerar que, para o primeiro, nas condições de 450 rpm e 90 rpm, é avaliada a progressão da severidade da falha apenas com o motor operando a vazio, pois, neste tipo de acionamento, o motor não consegue desenvolver conjugado suficiente para acionar as cargas definidas na Tabela 27 (50% e 100% do torque nominal). Independentemente do tipo de acionamento, os resultados apresentam a mesma tendência de variação das simulações. No entanto, os valores absolutos dos índices de detecção Gama obtidos na prática se mostraram diferentes daqueles obtidos nas simulações. Isso ocorre porque, nas simulações, foi utilizado um modelo baseado no circuito equivalente, o qual possui diversas simplificações e não

contempla todos os fenômenos presentes em um motor real.

Figura 55 – Operação com controle V/f: Índice Gama para detecção de CCEE.

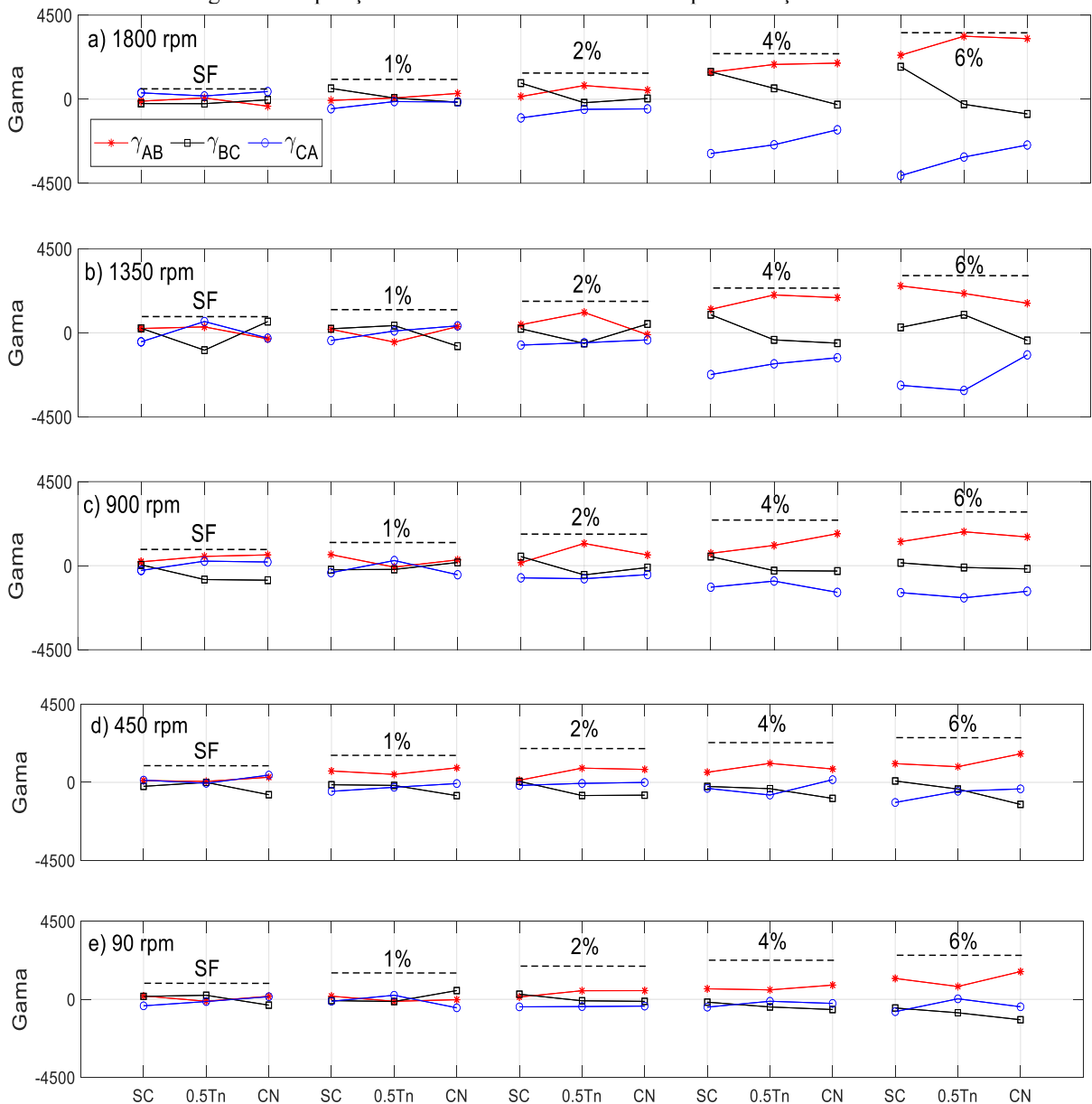


Fonte: Próprio autor.

Pelas Figuras, nota-se que, no acionamento sob regime escalar (V/f), há uma maior separação entre os índices, principalmente para γ_{BC} e γ_{CA} . Além disso, a curva em preto (γ_{BC}) tende a ficar mais próxima de zero. Vale lembrar que a separabilidade dos índices reflete diretamente a sensibilidade do método à falha, visto que, como explicado na seção 6.3.1, para uma detecção e identificação correta da fase acometida pela falha, deve existir uma determinada configuração do posicionamento entre os Gammas e o distanciamento entre os índices deve aumentar conforme a evolução da falha. Acredita-se

que, no FOC, os motivos pelos quais a curva que representa o índice γ_{BC} ($\gamma_b - \gamma_c$) não fique centralizada entre os índices γ_{AB} e γ_{CA} , como no acionamento V/f, possam estar relacionados com a CSN inserida nas tensões de alimentação pelo FOC, como uma forma de reação aos efeitos do CCEE. Em contrapartida, no acionamento escalar, como não existe nenhum tipo de reação do controle à falha, o desequilíbrio existente na corrente é causado exclusivamente pelo curto-circuito. É importante destacar aqui que, no caso do controle FOC, como era de se esperar, porém, diferentemente do observado nas simulações (seção 6.3.1.1), à medida em que a velocidade de operação há uma piora da sensibilidade do método para aplicações reais.

Figura 56 – Operação com controle FOC: Índice Gama para detecção de CCEE.



Fonte: Próprio autor.

Outra observação importante, quanto aos dois tipos de acionamento em questão, refere-se à magnitude do índice Gama de detecção. Como a estrutura dos controles são demasiadamente diferentes, não era de se esperar magnitudes idênticas. Acredita-se que os índices são menores no caso do controle orientado de campo em razão dos mecanismos de reação do FOC à falha para tentar compensar seus efeitos e manter a operação do motor, velocidade e toque de carga, próximo aos valores de referência. Ainda com o propósito de compreender tais fenômenos, observou-se, apenas por meio das simulações computacionais, que a estrutura do FOC impõe, além do desequilíbrio na tensão de alimentação, uma redução da tensão aplicada aos terminais do motor, que implica em valores menores na energia da decomposição DWT do sinal e, consequentemente, do índice de DF.

As Tabelas 33 e 34 ilustram a relação entre os índices Gama de DF. Para a detecção e localização da fase afetada pelo CCEE, considera-se um valor positivo de $\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$ e negativo para $\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$, como discutido na Seção 6.3.1.1. As condições de operação nas quais a DF foi realizada corretamente e onde não foram estão destacadas, respectivamente, em verde e vermelho. Já as condições em que os índices não atingiram o limiar, $\lim = \pm 0,01$ ($\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$ de $+0,01$ e $\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$ de $-0,01$), estão destacadas em cinza. Vale lembrar que esta relação de diferença entre os índices de DF foi tomada apenas para explicitar o grau de separação entre os índices de DF, e que o diagnóstico e monitoramento da evolução da falha, bem como a identificação da fase acometida, é realizado por meio da observação da tendência do comportamento do índice das três fases.

Tabela 33 – Operação com controle V/f: Relação de distanciamento entre os índices Gama.

Vel. [rpm]	Tn [%]	SF		1%		2%		4%		6%		Total Acerto
		$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{AB} - \gamma_{BC}$	$\gamma_{CA} - \gamma_{BC}$	
1800	FL	-0,005	-0,005	0,0008	0,0009	0,017	-0,012	0,063	-0,012	0,100	-0,020	10/12
	50	-0,009	-0,009	0,003	-0,006	0,011	-0,013	-0,013	-0,039	0,082	-0,046	8/8
	SC	-0,004	-0,006	-0,002	-0,023	0,008	-0,033	0,024	-0,072	0,041	-0,092	
1350	CN	0,004	-0,003	0,012	0,002	0,020	-0,011	0,054	-0,021	0,081	-0,026	10/12
	50	0,008	0,0004	0,013	0,001	0,019	-0,013	0,047	-0,024	0,068	-0,038	8/8
	SC	0,0005	-0,008	0,002	-0,011	0,009	-0,021	0,027	-0,058	0,043	-0,066	
900	CN	0,005	-0,003	0,005	0,0002	0,007	-0,012	0,029	-0,017	0,047	-0,032	10/12
	50	0,008	0,001	0,007	0,001	0,007	-0,012	0,024	-0,026	0,048	-0,031	6/6
	SC	-0,005	-0,007	0,0009	-0,006	0,003	-0,022	0,010	-0,044	0,019	-0,052	
450	SC	-0,002	-0,008	-0,0038	-0,0037	0,002	-0,013	0,011	-0,021	0,016	-0,027	3/4 2/2
3Hz	SC	-0,009	-0,007	0,0061	0,0066	0,008	0,005	0,003	0,004	0,010	-0,008	1/4 0/0
Total Acerto				3/11 0/0		10/11 4/4		10/11 10/10		11/11 10/10		34/44 (77,27%) 24/24 (100%)

*Valores $\times 10^5$

Fonte: Próprio autor.

Tabela 34 – Operação com controle FOC: Relação de distanciamento entre os índices Gama.

		SF		1%		2%		4%		6%		Total Acerto
Vel.	Tn	γ_{AB} - γ_{BC}	γ_{CA} - γ_{BC}	γ_{AB} - γ_{BC}	γ_{CA} - γ_{BC}	γ_{AB} - γ_{BC}	γ_{CA} - γ_{BC}	γ_{AB} - γ_{BC}	γ_{CA} - γ_{BC}	γ_{AB} - γ_{BC}	γ_{CA} - γ_{BC}	
1800	CN	-0,0034	-0,0044	0,004	0,0001	0,004	-0,005	0,022	-0,013	0,040	-0,016	8/12 4/4
	50	0,0030	0,0041	0,00001	-0,001	0,009	-0,003	0,012	-0,030	0,036	-0,028	
	SC	0,001	0,005	-0,006	-0,010	-0,007	-0,018	-0,0001	-0,043	0,006	-0,058	
1350	CN	-0,009	-0,008	0,0104	0,0108	-0,005	-0,008	0,024	-0,007	0,019	-0,007	7/12 3/4
	50	0,012	0,015	-0,008	-0,002	0,016	0,0003	0,024	-0,012	0,011	-0,040	
	SC	-0,0001	-0,007	-0,0002	-0,006	0,002	-0,008	0,002	-0,032	0,022	-0,031	
900	CN	0,013	0,009	0,001	-0,006	0,006	-0,003	0,020	-0,011	0,017	-0,011	10/12 4/4
	50	0,012	0,009	0,001	0,004	0,016	-0,002	0,013	-0,005	0,019	-0,016	
	SC	0,001	-0,003	0,008	-0,001	-0,003	-0,011	0,001	-0,016	0,011	-0,015	
450	CN	0,010	0,011	0,016	0,006	0,014	0,007	0,016	0,010	0,029	0,008	7/12 0/1
	50	0,0005	-0,0005	0,006	-0,001	0,015	0,007	0,014	-0,003	0,012	-0,001	
	SC	0,0033	0,0035	0,007	-0,003	0,0006	-0,002	0,008	-0,001	0,009	-0,012	
90	CN	0,005	0,004	-0,005	-0,009	0,006	-0,002	0,014	0,003	0,027	0,007	5/12 0/0
	50	-0,0034	-0,0035	0,0001	0,003	0,005	-0,003	0,009	0,003	0,015	0,008	
	SC	0,0002	-0,005	0,002	-0,0003	-0,001	-0,007	0,007	-0,002	0,017	-0,002	
Total Acerto				6/15 0/1		8/15 0/0		11/15 4/5		12/15 7/7		37/60 (61,66%) 11/13 (84,61%)

*Valores $\times 10^5$

Fonte: Próprio autor.

Assim como nas simulações, observa-se pelas tabelas que, independentemente do tipo de acionamento considerado, a capacidade de detecção da metodologia de DF tende a aumentar conforme a severidade do curto-circuito aumenta. Quanto à assertividade do método para os dados experimentais, com o motor operando sob controle escalar, o método DF com o índice Gama detecta corretamente 77,27% dos casos analisados (34 num total de 44 testes), sendo que, sob controle vetorial, a assertividade cai para 61,66% (37/60).

Considerando o limiar de distanciamento mínimo entre os índices de cada falha, independentemente da estrutura de controle adotada, o desempenho do índice Gama aplicado à detecção de CCEE incipiente melhorou. No controle V/f o método acertou 100% dos testes e, no FOC, o percentual de acertos aumentou para 84,61%. Entretanto, essa melhora no desempenho do método teve um alto custo no aproveitamento dos dados analisados. No controle escalar, apenas 24 dos 44 dados foram úteis para o monitoramento do motor, isto é, 45,45% dos dados foram tidos como indetectáveis. Já no controle vetorial, apenas 13 dos 60 testes foram avaliados, ou seja, 78,33% dos dados coletados foram descartados para fins de detecção do CCEE.

Considerando-se o controle orientado de campo e os menores estágios de falhas (Tabela 34, 1% e 2% de CCEE), o desempenho do Gama é considerado bastante insatisfatório. Os percentuais de acerto são de 40% e 53,33%, para 1% e 2% de espiras em curto, respectivamente. Adotando-se o limiar, os resultados são ainda piores, sendo que apenas uma coleta de sinal foi considerada adequada

para a análise e o método não realizou o diagnóstico corretamente.

6.4.2 *Índice Beta Aplicado no Motor Acionado por Controle V/f e FOC*

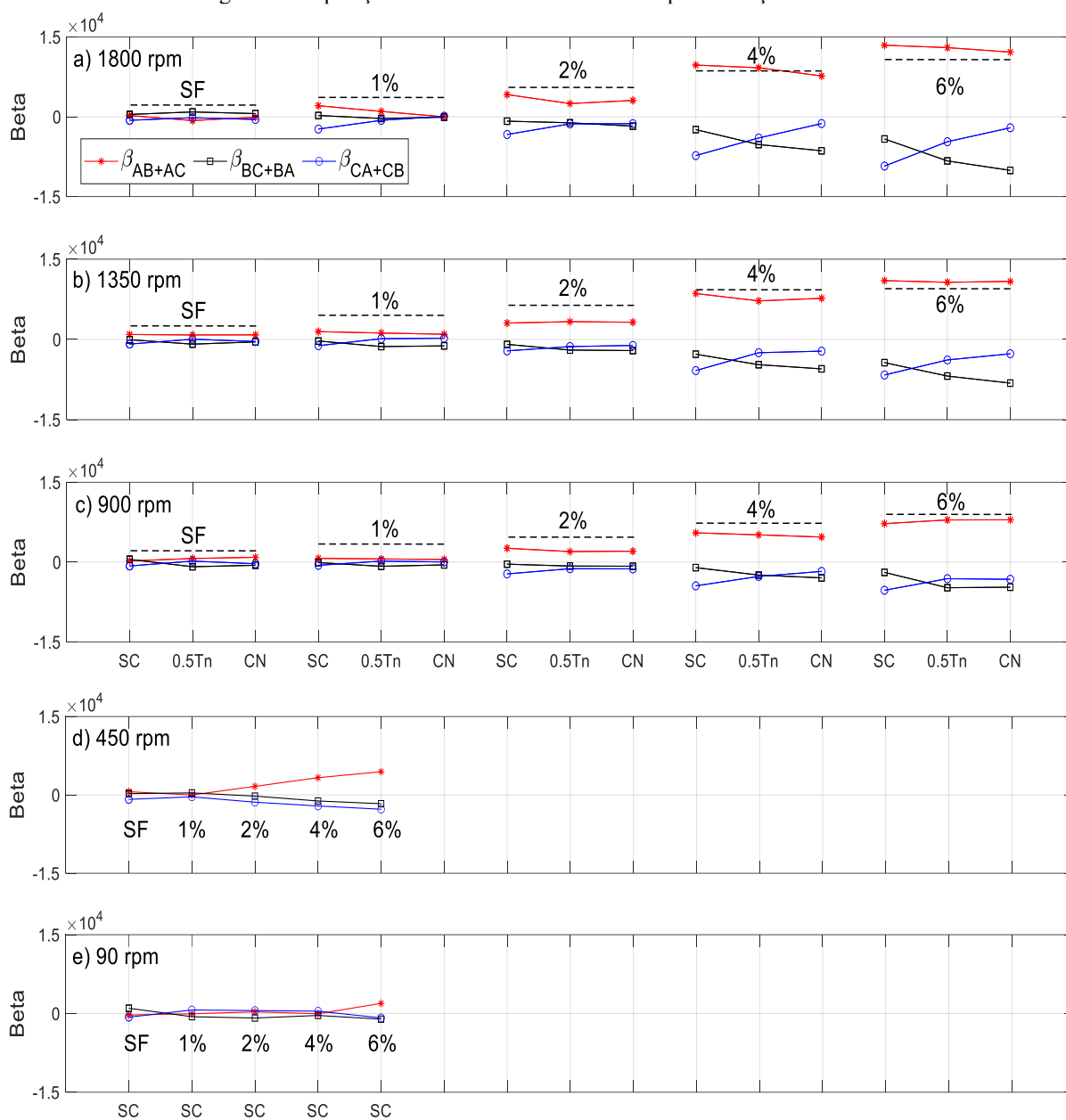
A detecção de falha a partir da metodologia proposta aplicando o índice de DF Beta proposto, considerando o motor acionado por controle V/f e por FOC, é apresentada nas Figuras 57 e 58, respectivamente. Assim como no caso do índice Gama, tanto em motores acionados com controle escalar quanto com controle vetorial, na prática, os resultados da metodologia de DF empregando o índice Beta apresentam a mesma tendência de variação observada nas simulações. Além disso, como mencionado anteriormente, devido às simplificações do modelo computacional, os valores absolutos do índice Beta obtidos na prática e na simulação, também apresentam diferenças. Entretanto, vale lembrar que, aqui, o objetivo das simulações é apenas o de representar o fenômeno do CCEE de forma a viabilizar estudos sobre a sua influência/interação com a estrutura do controle vetorial e permitir o desenvolvimento de um método de detecção, e não confrontar diretamente os resultados simulados com os experimentais.

Os resultados experimentais, apresentados nas Figuras 57 e 58, corroboram que a técnica de detecção proposta neste trabalho é capaz de diagnosticar a falha com fator de severidade de apenas 1% de espiras em curto-circuito e, também, de identificar a fase defeituosa (no caso, a fase A), em uma ampla faixa de velocidades de operação e cargas aplicadas ao motor.

Ao contrário do observado na aplicação do Gama em motores sob controle V/f e FOC (Figuras 55 e 56), nota-se que, em ambos os tipos de acionamento, existe uma boa separação do índice Beta correspondente à fase acometida pela falha dos índices das outras duas fases. Neste caso, como a falha está na fase A, o índice correspondente é β_{AB-AC} .

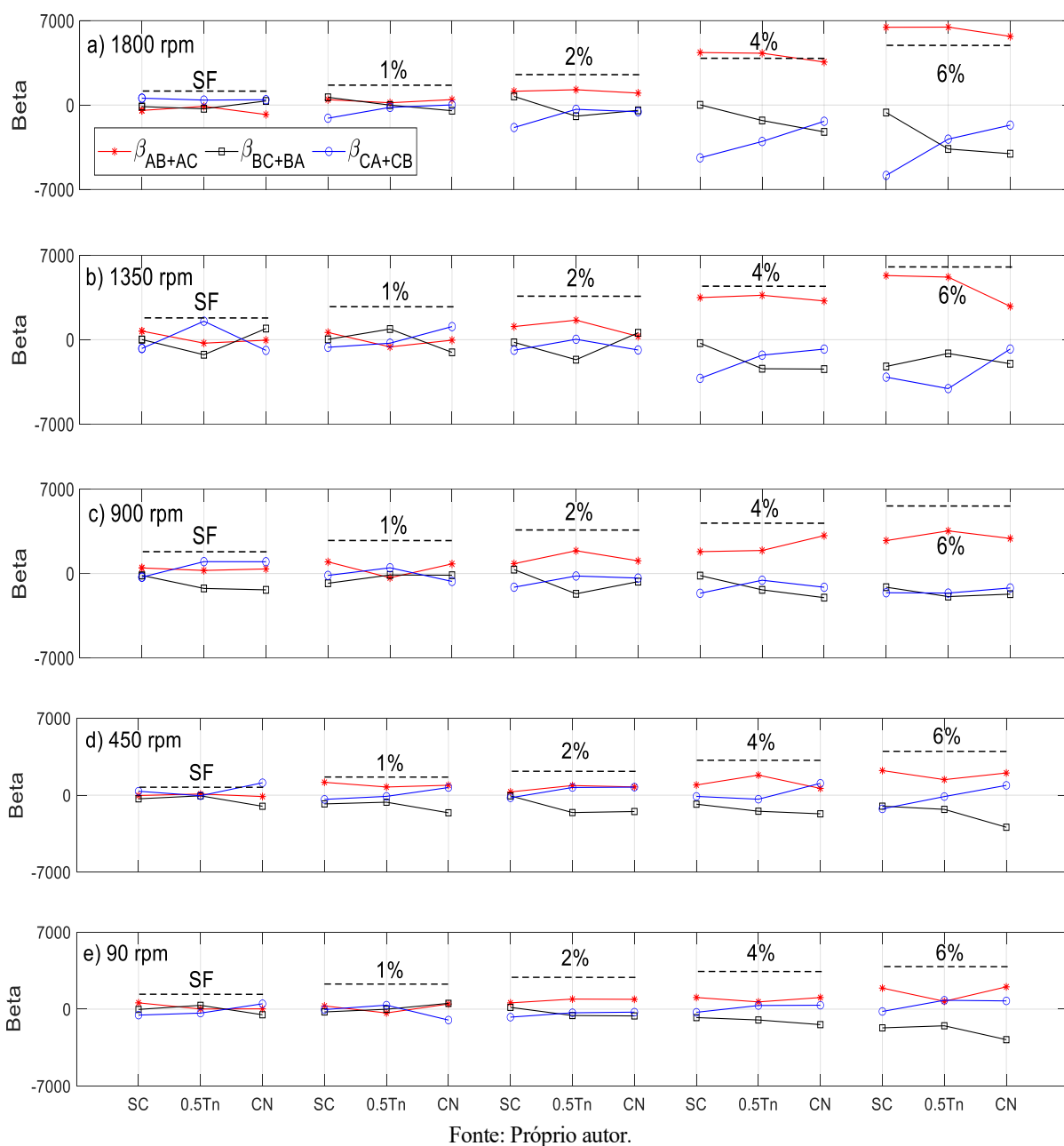
Em relação à diferença de magnitude do índice de detecção referente aos dois tipos de acionamento em questão, acredita-se que, assim como mencionado na seção 6.4.1, essa diferença seja em razão dos mecanismos de reação do FOC à falha na tentativa de compensar seus efeitos.

Figura 57 – Operação com controle V/f: Índice Beta para detecção de CCEE.



Fonte: Próprio autor.

Figura 58 – Operação com controle FOC: Índice Beta para detecção de CCEE.



Fonte: Próprio autor.

As Tabelas 35 e 36 ilustram as respectivas relações entre os índices Beta, considerando, respectivamente, os acionamentos V/f e FOC. Para a detecção e localização da fase afetada pelo CCEE, as relações diferenciais $\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$ e $\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$ devem ser positivas. Assim como nas tabelas anteriormente apresentadas, os destaques identificam condições de acerto, erro ou incapacidade de detecção, da seguinte maneira: verde: correta identificação e localização da falha; vermelho: erro na identificação e localização da falha; cinza: considerado indetectável por não atingir o valor mínimo estabelecido como limiar ($lim = + 0,01$).

Tabela 35 – Operação com controle V/f: Relação de distanciamento entre os índices Beta.

		SF		1%		2%		4%		6%		Total Acerto
Vel. [rpm]	Tn [%]	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	
1800	CN	-0,006	0,004	0,0006	-0,001	0,048	0,043	0,140	0,089	0,222	0,142	11/12
	50	-0,016	-0,005	0,013	0,016	0,036	0,038	0,144	0,131	0,212	0,176	11/11
	SC	-0,002	0,008	0,018	0,043	0,049	0,074	0,121	0,170	0,176	0,227	
1350	CN	0,013	0,012	0,021	0,007	0,052	0,043	0,131	0,098	0,190	0,135	12/12
	50	0,017	0,007	0,025	0,010	0,053	0,046	0,119	0,096	0,175	0,145	11/11
	SC	0,009	0,017	0,017	0,026	0,039	0,052	0,113	0,144	0,153	0,176	
900	CN	0,014	0,012	0,010	0,004	0,028	0,033	0,076	0,064	0,126	0,111	12/12
	50	0,015	0,004	0,013	0,004	0,027	0,032	0,075	0,078	0,127	0,110	9/9
	SC	-0,002	0,009	0,007	0,013	0,029	0,048	0,065	0,099	0,091	0,125	
450	SC	0,003	0,014	-0,0039	0,0036	0,018	0,030	0,044	0,054	0,061	0,071	3/4 3/3
90	SC	-0,012	0,004	0,005	-0,007	0,011	-0,002	0,003	-0,004	0,030	0,027	1/4 1/1
Total Acerto				8/11 4/4		10/11 10/10		10/11 10/10		11/11 11/11		39/44 (88,63%) 35/35 (100%)

*Valores x10⁵

Fonte: Próprio autor.

Tabela 36 – Operação com controle FOC: Relação de distanciamento entre os índices Beta.

		SF		1%		2%		4%		6%		Total Acerto
Vel. [rpm]	Tn [%]	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{BA+BC}$	$\beta_{AB+AC} - \beta_{CA+CB}$	
1800	CN	-0,011	-0,012	0,009	0,004	0,014	0,015	0,057	0,049	0,097	0,073	11/12
	50	0,001	-0,005	0,001	0,003	0,021	0,016	0,055	0,073	0,101	0,092	8/8
	SC	-0,003	-0,010	-0,001	0,015	0,004	0,030	0,043	0,087	0,070	0,122	
1350	CN	-0,009	0,008	0,010	-0,011	-0,002	0,011	0,056	0,039	0,047	0,035	9/12
	50	0,009	-0,018	-0,014	-0,003	0,032	0,015	0,060	0,049	0,063	0,092	8/9
	SC	0,007	0,014	0,005	0,012	0,013	0,019	0,037	0,066	0,075	0,084	
900	CN	0,017	-0,005	0,009	0,014	0,017	0,014	0,051	0,042	0,046	0,041	11/12
	50	0,014	-0,007	-0,002	-0,008	0,035	0,020	0,032	0,024	0,054	0,051	9/9
	SC	0,006	0,007	0,017	0,011	0,004	0,019	0,019	0,034	0,038	0,043	
450	CN	0,008	-0,012	0,025	0,002	0,022	0,0001	0,023	-0,004	0,049	0,011	11/12
	50	0,001	0,001	0,013	0,008	0,024	0,001	0,032	0,021	0,027	0,015	6/6
	SC	0,0030	-0,0038	0,019	0,015	0,003	0,005	0,017	0,010	0,032	0,034	
90	CN	0,005	-0,004	-0,0006	0,014	0,015	0,011	0,024	0,007	0,048	0,012	9/12
	50	-0,0033	0,0037	-0,003	-0,007	0,014	0,012	0,016	0,003	0,022	-0,0009	5/5
	SC	0,005	0,011	0,005	0,003	0,004	0,012	0,018	0,013	0,036	0,021	
Total Acerto				9/15 2/3		14/15 8/8		14/15 12/12		14/15 14/14		51/60 (85%) 36/37 (97,29%)

*Valores x10⁵

Fonte: Próprio autor.

Pelas tabelas, observa-se que o método de DF com os índices Beta acertou 88,63% (39 num total de 44 testes) para o controle V/f e 85% (51 de 60 testes) no controle FOC. Nota-se que, diferentemente do Gama, independentemente do acionamento, o Beta apresenta um alto percentual de acerto para ambas as condições de controle, confirmando que a formulação do Beta proposto é robusta frente aos mecanismos de controle analisados. Tomando o mesmo valor de limiar adotado

anteriormente ($lim = +0,01$), o percentual de acertos também foi maior e com menor quantidade de dados descartados. Para o controle escalar e vetorial foram, respectivamente, 100% de acertos com 20,45% de redução nos dados, e 97,29% de acerto com 38,33% de dados considerados indetectáveis por não atingirem o limiar de separação.

Por fim, em ambos os acionamentos avaliados, o índice Beta apresenta maior assertividade com relação aos menores estágios de falha do que o Gama. Considerando apenas o controle FOC, o percentual de acertos para apenas 1% das espiras em curto aumentou de 40% com o Gama para 60% com o Beta, e em 2% de falha aumentou de 53,33% com o Gama para 93,33% com o Beta. Além disso, ao se adotar o limiar de distanciamento, os acertos com relação ao Gama foram de 0% de acerto para 66,66% e 100%, respectivamente às falhas de 1% e 2% de CCEE.

6.4.3 Comparação Entre os Resultados Experimentais

A Tabela 37 apresenta os percentuais de acerto, bem como o número de pontos analisados e, no caso da aplicação dos dois valores de limiar de distanciamento entre os índices adotados ($lim = \pm 0,005$ e $lim = \pm 0,01$), o seu respectivo percentual de redução. No que diz respeito ao índice de detecção de falha empregado, o desempenho alcançado pelo Beta foi avaliado com relação a sua assertividade.

Pela tabela, fica claro que, tal como foi exposto nos capítulos anteriores, as ações do controle na tentativa de compensar os efeitos da falha dificultam ainda mais a detecção do CCEE incipiente. Os mecanismos de reação do controle influenciam no índice de DF, principalmente no que diz respeito à sensibilidade do método, ou seja, a sua capacidade de identificar a falha, especialmente em condições iniciais. Independentemente do índice adotado (Beta ou Gama), o percentual de acerto é maior no controle em malha aberta (V/f) do que em malha fechada (FOC). Entretanto, como o Beta é mais robusto às reações do controle, essa diferença na assertividade é menor.

Além disso, enquanto os resultados obtidos com o índice Gama se mostram significativamente melhores na prática quando comparados às simulações, o índice Beta apresenta uma ligeira redução no percentual de acerto nos testes experimentais (comparar a Tabela 32 com a Tabela 37). Todavia, além de manter a simplicidade e baixo esforço computacional em sua formulação, o índice Beta se destaca em relação Gama no que diz respeito à sensibilidade e robustez às reações do controle à falha, tanto em ambiente de simulação quanto na prática. Ao se adotar o índice Beta na metodologia de DF, verifica-se um aumento no percentual de acertos, em ambos os tipos de acionamentos considerados para estudo, sobretudo no controle orientado de campo, o qual é

foco principal deste trabalho.

Por último, a assertividade de ambos os índices tende a aumentar quanto maior for o limiar, exceto no caso do índice Gama considerando o $\lim = \pm 0,005$ (destacado em vermelho). Porém, a quantidade de medições que foram consideradas indetectáveis, ou seja, as medições que foram descartadas para fins de DF, são consideravelmente menores com o Beta do que o Gama.

Tabela 37 – Percentual de acerto do método de DF proposto: Gama X Beta e FOC X V/f.

Acionamento	Índice	Sem Limiar		lim = $\pm 0,005$			lim = $\pm 0,01$		
		Nº de pontos analisados	Acerto (%)	Nº de pontos analisados	Redução (%)	Acerto (%)	Nº de pontos analisados	Redução (%)	Acerto (%)
V/f	Gama	44	77,27	31	29,54	93,54	24	45,45	100
	Beta	44	88,63	38	13,63	97,36	35	20,45	100
FOC	Gama	60	61,66	28	53,33	57,14	13	78,33	84,61
	Beta	60	85	41	31,66	97,56	37	38,33	97,29

Fonte: Próprio autor.

Apesar da melhoria alcançada na sensibilidade do diagnóstico de falhas com o índice Beta proposto, ajustes ainda são necessários a fim de reduzir sua dependência com relação à variação da carga acoplada ao eixo do motor. Pelos resultados apresentados, tanto a partir de simulações quanto dos testes experimentais (Figuras 53a 58), nota-se que, principalmente quando o motor está sob controle orientado de campo, ambos os índices de detecção avaliados possuem uma certa variação com relação a alteração da carga. Acredita-se que, a partir da observação dos resultados apresentados, que o valor do índice de detecção permanecerá oscilando em torno de um determinado valor médio (correspondente à variação da carga). Contudo, o valor médio do índice de detecção referente à variação da carga deve aumentar conforme a severidade da falha.

6.5 Considerações Gerais Sobre os Resultados Obtidos

A fim de apresentar, de forma concentrada, uma comparação geral entre todos resultados obtidos, na sequência são feitos comentários agrupados em relação ao tipo de índice aplicado (Beta X Gama), à estrutura de controle avaliada nos testes experimentais (V/f X FOC) e ao controle FOC analisado tanto em ambiente computacional como na prática (Simulação X Experimental).

No que se refere ao índice de falha utilizado (Beta X Gama), destaca-se que:

- Considerando o acionamento FOC, a diferença no percentual de acertos entre os dois índices é consideravelmente maior nas simulações do que na prática. Os motivos pelos quais o índice Gama apresenta uma assertividade demasiadamente menor nas simulações,

provocando tal discrepância entre os resultados, pode estar ligado ao fato de o modelo não representar todos os fenômenos que estão presentes em um motor real, juntamente ao fato de o índice Gama ser pouco sensível à falha e robusto às ações do motor para tentar mitigar seus efeitos.

- Com relação aos testes experimentais, tem-se que a diferença entre os percentuais de acerto é menor no controle V/f do que no FOC. Isto acontece pelo fato de que, como no controle V/f como não há nenhuma ação do controle à falha, ambos os índices apresentam um desempenho relativamente próximo. Por outro lado, sob controle FOC, como o Beta apresenta um desempenho superior ao Gama devido à sua robustez frente aos mecanismos de reação do controle, irá existir uma maior diferença entre os percentuais de acerto.
- No caso das análises considerando os limiares de distanciamento, a diferença entre o percentual de redução do número de pontos avaliados é maior quando o motor está sob controle vetorial do que sob controle escalar. Isto ocorre porque ambos possuem boa separação entre os índices quando o motor é suprido por controle V/f, de forma que poucos pontos serão considerados indetectáveis por não atingir o limiar adotado. De modo geral, o índice beta propicia um melhor aproveitamento dos dados todos os casos analisados.
- Relativamente ao tipo de controle empregado nos testes práticos (V/f X FOC), nota-se que:
- O índice Beta apresenta uma diferença no percentual de acertos menor que o índice Gama. Isto mostra que o Beta é mais versátil para a aplicação prática, uma vez que apresenta boa sensibilidade à falha em ambos os acionamentos.
- Quanto às análises considerando os limiares de distanciamento, ambos os índices descartam mais dados no controle FOC do que no V/f; entretanto, esta diferença é notavelmente maior com o índice Gama. Isto se deve ao fato do Beta ser robusto às ações do controle à falha e apresentar melhor separabilidade entre os índices.
- Com relação ao ambiente computacional e prático (Simulação X Experimental), tem-se que:
- O índice Gama apresentou um grande aumento no percentual de acertos do ambiente computacional para o experimental, enquanto o Beta possui uma ligeira redução em sua assertividade. É natural de se esperar que, na prática, o desempenho alcançado seja sutilmente menor, como no caso do índice Beta. Contudo, fato de o índice Gama ter apresentado um desempenho superior, isso pode ter ocorrido, como já citado

anteriormente, devido a alguma simplificação do modelo e/ou pelo fato do índice Gama ter pouca robustez às reações do controle FOC e sensibilidade à falha. Tais observações são difíceis de serem explicadas teoricamente e/ou demonstradas matematicamente, uma vez que todos os fenômenos são complexos sobremaneira e profundamente interagentes.

- Nas análises dos limiares de distanciamento, como era de se esperar, ambos os índices considerarão mais dados como indetectáveis na prática do que na simulação. Todavia, este aumento no percentual de dados descartados é menor com o índice Beta.

6.6 Conclusões

Neste capítulo, o detalhamento do método proposto foi descrito. Discutiu-se cada etapa da estrutura proposta para a determinação dos parâmetros referentes ao sinal a ser utilizado na DWT de acordo com a frequência de acionamento, em cada condição de operação. Além disso, o passo-a-passo para a formulação do índice Beta proposto para a detecção de falha foi também apresentado. Em seguida, o desempenho da metodologia de detecção de curto-circuito entre espiras, aqui proposto, foi avaliado por meio de simulações computacionais e experimentalmente. Para tal, foi considerado uma ampla faixa de operação, entre elas diferentes condições de velocidade, carga e estágios de severidade da falha. Considerando o estudo realizado, as principais conclusões obtidas foram:

- O procedimento para a automatização dos parâmetros envolvidos na aplicação da DWT de acordo com a frequência de acionamento em cada condição de operação garante que:
 - (i) o custo computacional para o processamento deste sinal não aumentará em baixas velocidades pois, apesar do comprimento da janela de observação do sinal ser maior, a frequência de amostragem é menor;
 - (ii) em todas as condições, o número de decomposições realizadas será o mesmo; logo, a frequência da fundamental estará sempre contida no mesmo nível de decomposição e, consequentemente, os níveis selecionados serão os mesmos. Além disso, os respectivos níveis de decomposição da DWT, independentemente da condição de operação, terão o mesmo número de coeficientes. Isto ocorre porque a frequência de amostragem e o comprimento da janela de observação do sinal utilizado é ajustada em função da frequência de acionamento imposta pelo controle.
- No que diz respeito ao índice de detecção empregado na metodologia de DF, o índice Beta, aqui proposto, e o Gama, apresentado em (ELDEEB; ZHAO; MOHAMMED, 2021), foram confrontados quanto ao seu desempenho. O índice Beta, além de manter a simplicidade em sua formulação, se destaca por apresentar uma performance

significativamente melhor, ou seja, é mais sensível à falha e mais robusto aos mecanismos de reação do controle à falha. Observou-se também, que utilizando o índice Beta, houve uma melhora na sensibilidade do diagnóstico de falhas nas condições de operação de baixo carregamento e, também, com velocidade reduzida, além de melhora na assertividade do diagnóstico com apenas 1% das espiras em curto. Cabe ressaltar que tais cenários são bastante complexos no processo de detecção. Entretanto, ajustes ainda são necessários a fim de reduzir sua dependência com relação à variação da carga acoplada ao eixo do motor. Pelos resultados apresentados, nota-se que, principalmente quando o motor está sob controle orientado de campo, ambos os índices de detecção avaliados possuem uma certa variação com relação à alteração da carga aplicada.

- O desempenho da metodologia de DF foi avaliado também para o controle V/f , sendo os resultados obtidos comparados àqueles provenientes da operação sob FOC. Nesse aspecto, observou-se, de forma clara e direta, que os mecanismos de reação do controle influenciam o desempenho do método de detecção. O Beta, diferentemente do índice de detecção Gama, apresenta um percentual de acerto próximo àquele de quando o motor está sob controle escalar, devido à sua robustez frente aos mecanismos de reação do controle à falha. Assim, apresenta maior assertividade, em ambos os acionamentos.

ANÁLISE DO DESEMPENHO DA METODOLOGIA

Neste capítulo, a fim de viabilizar a implementação da técnica no conversor de frequência, considerando as limitações do DSP e outras questões práticas, o desempenho da metodologia proposta é caracterizado com relação:

- Avaliação do Impacto do ruído existentes no ambiente industrial na qualidade do diagnóstico.
- Caracterização do desempenho método proposto com relação a localização da falha no enrolamento; - Início e final da bobina; Fases diferentes; Grupos com uma e duas bobinas.
- Estudo para caracterizar a assertividade do método de detecção em função da frequência de amostragem e do comprimento da janela do sinal analisada, a fim de definir seus valores ideais.

Posteriormente, serão realizadas correções, ajustes e aperfeiçoamentos necessários para sua validação experimental definitiva, e então, a apresentação do índice de falha em seu estágio definitivo.

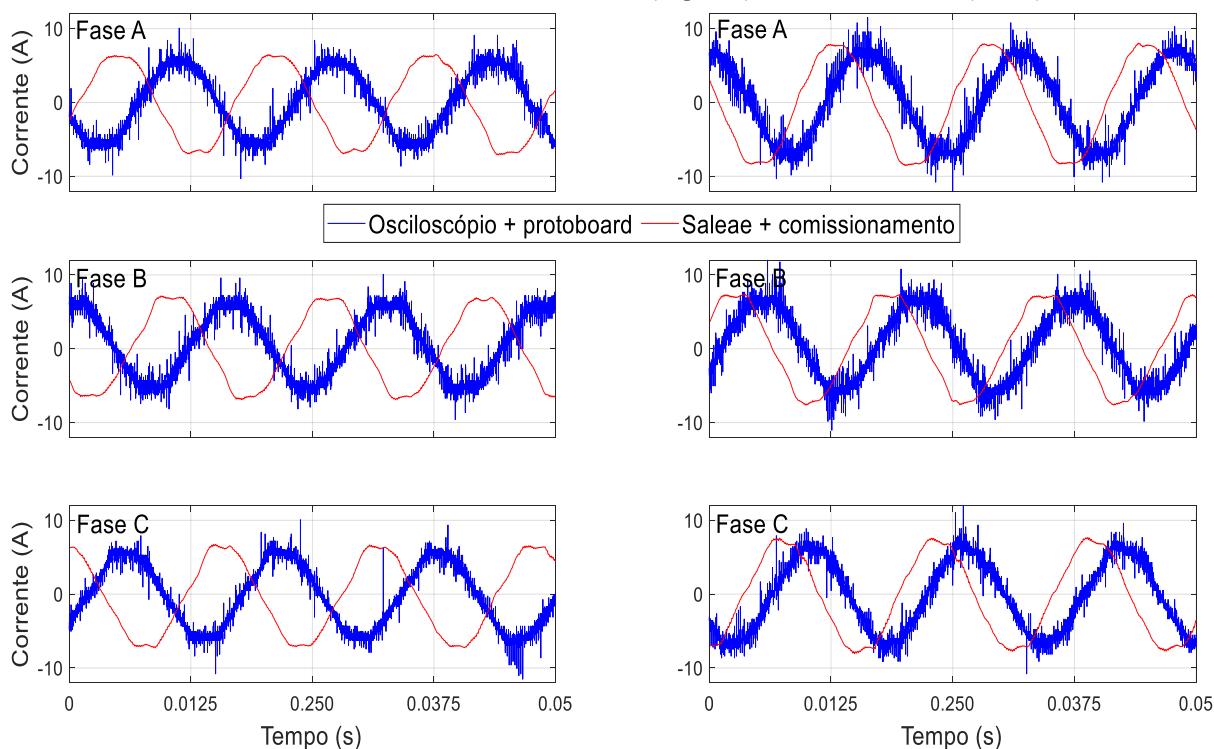
7.1. Impacto do ruído na Qualidade do Diagnóstico

Em um ambiente industrial, espera-se que o sinal adquirido da corrente elétrica do motor esteja sobreposto por uma gama de ruídos muito maior do que aquela coletada em laboratório. À vista disso, como forma de avaliar o desempenho da metodologia de Detecção de Falha (DF) proposta neste trabalho com relação à sua robustez ao ruído, utilizou-se os sinais que foram anteriormente coletados utilizando o sistema de aquisição descrito na seção 5.1, que, por ser um sistema sem nenhum filtro e montado em uma *proto*board, resultou em um sinal bastante ruidoso. No decorrer do texto, para facilitar, o sistema de aquisição de sinais composto pela Saleae + circuito de comissionamento (apresentado na seção 6.1), será denominado como “Sistema 1”, ao passo que o conjunto osciloscópio + circuito de sensores de corrente montados em uma *proto*board (apresentado na seção 5.1), como “Sistema 2”. As condições de operação apresentadas nas Tabelas 27 e 28 foram consideradas para a aquisição dos sinais utilizando ambos os sistemas.

Os sinais das correntes elétricas do estator, coletadas utilizando tanto o Sistema 1 quanto o Sistema 2, são ilustrados na Figura 59. O motor foi acionado por controle vetorial e operando a 1800 rpm com carga nominal, em condições de operação sem falha (esquerda) e com 6% de espiras em

curto-circuito na fase A (direita). É claramente perceptível que a corrente elétrica coletada a partir do Sistema 2 é consideravelmente mais ruidosa do que aquela coletada utilizando-se o Sistema 1.

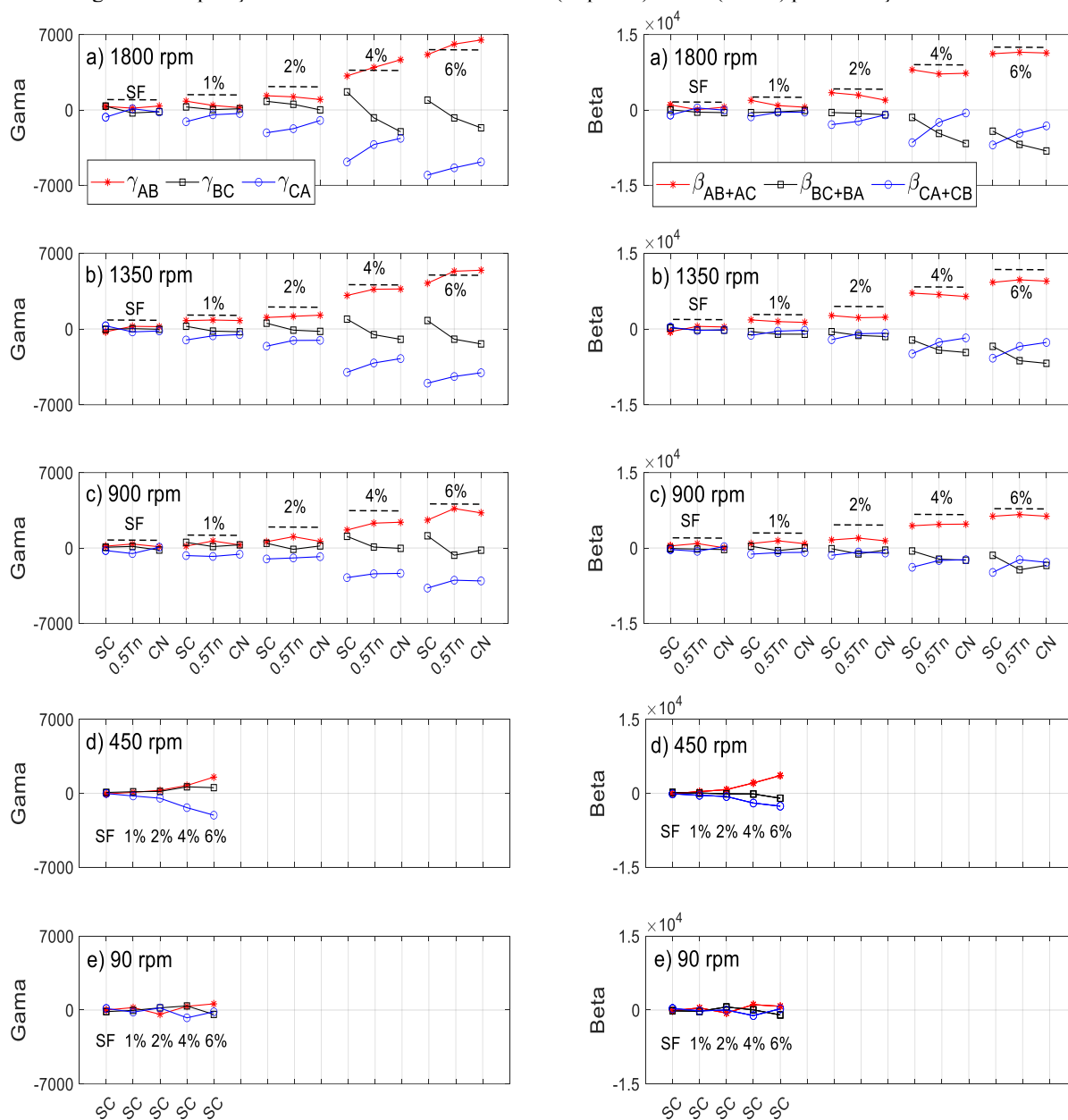
Figura 59 – Aquisição com o osciloscópio + *protoboard*, e Saleae + placa de comissionamento: Correntes do estator das fases A, B e C, considerando o motor sem falha (esquerda) e com 6% de CCEE (direita).



Fonte: Próprio autor.

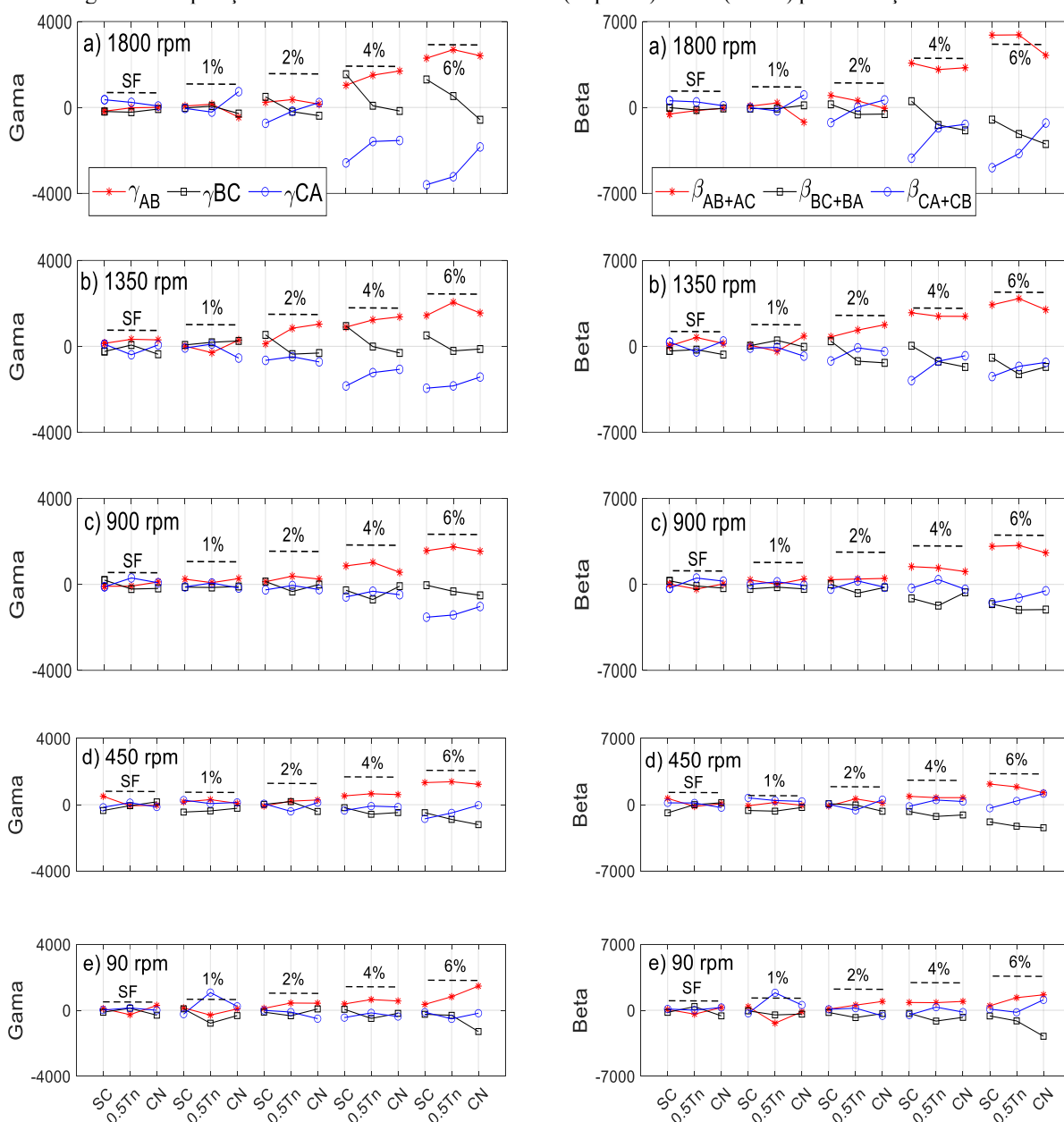
As Figuras 60 e 61 mostram a detecção de falha a partir da metodologia proposta, aplicando-se tanto o índice Gama (esquerda) como o Beta (direita), considerando o motor acionado por controle V/f e FOC, respectivamente. Comparando os resultados com aqueles apresentados no capítulo 6 (seções 6.4.1 e 6.4.2), observa-se que a tendência da DF nos resultados é bastante semelhante. Nos dois tipos de acionamento analisados, é possível realizar a DF e identificar a fase afetada, em maior ou menor assertividade dependendo do índice de detecção que for utilizado e da condição de operação na qual o motor se encontra.

Figura 60 – Operação com controle V/f: Índice Gama (esquerda) e Beta (direita) para detecção de CCEE.



Fonte: Próprio autor.

Figura 61 – Operação com controle FOC: Índice Gama (esquerda) e Beta (direita) para detecção de CCEE.



Fonte: Próprio autor.

Para facilitar a comparação entre os dois sistemas de aquisição utilizados no que diz respeito à sensibilidade de detecção do método de DF aqui proposto, a Tabela 38 mostra, de forma análoga às tabelas apresentadas no capítulo 6, os percentuais de acerto, bem como o número de pontos analisados e o respectivo percentual de redução, considerando o limiar de distanciamento entre os índices de detecção ($lim = \pm 0,005$ e $lim = \pm 0,01$).

Apesar da elevada intensidade de ruído sobreposta ao sinal corrente, inerente ao Sistema 2 de aquisição, o método proposto possui uma alta assertividade de detecção. As considerações quanto à separabilidade entre os índices, ou seja, a sensibilidade/capacidade de detecção, são as mesmas das

condições anteriormente analisadas (simulações e sinais coletados com o Sistema 1, apresentadas no capítulo 6), quais sejam:

- (i) tende a aumentar à medida em que um limiar maior é adotado;
- (ii) é maior quando o motor está sob controle escalar do que sob controle vetorial;
- (iii) é maior utilizando o índice Beta do que o Gama.

Era esperado que o ruído sobreposto ao sinal de corrente pudesse interferir na sensibilidade do método e diminuir o percentual de acerto com relação ao apresentado na seção 6.4.3. Entretanto, ao se comparar a Tabela 38 com a Tabela 37 do capítulo 6, em algumas condições (destacadas em vermelho na Tabela 38), a assertividade foi até maior coletando o sinal com Sistema 2 do que o Sistema 1. Contudo, nas análises em que os limiares de distanciamento foram adotados, é importante observar que, na maioria dos casos (destacados em azul), a quantidade de sinais classificados como indetectáveis também aumentou. Contudo, visto que os percentuais de acerto são próximos, sejam eles maiores ou menores dependendo do tipo de sistema de aquisição, tais resultados mostram que o método de detecção de falhas proposto é robusta ao ruído.

Tabela 38 – Percentual de acerto do método de DF proposto: Gama X Beta e FOC X V/f – Aquisição com osciloscópio e protoboard.

Acionamento	Índice	Sem Limiar		lim = ± 0.005			lim = ± 0.01		
		Nº de pontos analisados	Acerto (%)	Nº de pontos analisados	Redução (%)	Acerto (%)	Nº de pontos analisados	Redução (%)	Acerto (%)
V/f	Gama	44	86,36	29	34,09	100	16	63,63	100
	Beta	44	97,72	43	2,27	97,67	36	18,18	100
FOC	Gama	60	50	19	68,33	68,42	11	81,66	81,81
	Beta	60	81,66	37	38,33	91,89	27	55	96,29

*Valores $\times 10^{-5}$

Fonte: Próprio autor.

A fim de propiciar uma comparação direta no que diz respeito aos dois sistemas de aquisição (Saleae + comissionamento e osciloscópio + *protoboard*) e a simulação, o desempenho alcançado pela metodologia de DF proposta foi avaliado com relação à sua assertividade. A Tabela 39 mostra a diferença entre o percentual de acerto (sem considerar nenhum valor de limiar) da metodologia proposta, adotando os índices Gama e o Beta e considerando os dois tipos de controle avaliados (FOC e V/f), bem como os três tipos de análise (simulação e os 2 sistemas de aquisição de sinais).

Considerando o acionamento FOC, nota-se que, do ambiente computacional para o prático, em ambos os sistemas de aquisição de sinais, houve uma pequena redução no percentual de acerto no índice de DF Beta. Considerando, respectivamente, os Sistemas 1 e 2 de aquisição, as assertividades

foram 13,55% e 16,95 menores do que na simulação; enquanto que, nas mesmas condições avaliadas, o índice Gama apresentou um aumento no percentual de acerto. Assim como mencionado no capítulo 6 (utilizando o Sistema 1), o fato de o índice Gama ter apresentado um desempenho na prática superior ao da simulação, mesmo que em menor percentual considerando uma aquisição de sinais ruidosa (Sistema 2), pode ter ocorrido devido a alguma simplificação do modelo e/ou pelo fato do índice Gama ter pouca robustez às reações do controle FOC e sensibilidade à falha.

Tabela 39 – Percentual de acerto do método proposto com relação ao índice de detecção aplicado, ao tipo de acionamento e ao sistema de aquisição utilizado/simulação.

Acionamento	Tipo de Análise	Índice	Acerto		Diferença (%)
			De Sistema 1 (%)	Para Sistema 2 (%)	
FOC	Simulação → Saleae (Sistema 1)	Gama	48,33	61,66	+27,58
		Beta	98,33	85	-13,55
	Simulação → Osciloscópio (Sistema 2)	Gama	48,33	50	+3,45
		Beta	98,33	81,66	-16,95
	Saleae (Sistema 1) → Osciloscópio (Sistema 2)	Gama	61,66	50	-18,91
		Beta	85	81,66	-3,92
V/f	Saleae (Sistema 1) → Osciloscópio (Sistema 2)	Gama	77,27	86,36	+11,76
		Beta	88,63	97,72	+10,25

Fonte: Próprio autor.

No que diz respeito aos dois sistemas de aquisição considerando o mesmo tipo de acionamento, tem-se que, para o índice Beta, considerando, respectivamente, o controle FOC e V/f, a diferença no percentual de acerto foi -3,92% menor e +10,25% maior, utilizando o sistema o Sistema 2 do que o Sistema 1. Por outro lado, para os mesmos modos de acionamento, a assertividade do Gama é -18,91% menor e +11,76% maior para o Sistema 2 do que para o Sistema 1. Na prática, isto quer dizer que, independentemente da estrutura utilizada, o índice Beta apresenta uma maior robustez ao ruído do que o índice Gama, uma vez que a faixa de variação no percentual de acerto, para mais ou para menos, é menor. Esta mesma conclusão é válida para o estudo considerando os limiares de distanciamento, bastando comparar a Tabela 38 com a Tabela 37.

Por fim, comparando o tipo de acionamento e considerando o mesmo sistema de aquisição, as mesmas conclusões apresentadas no capítulo 6 (utilizando o Sistema 1 de aquisição) são válidas aqui, ou seja, de que o índice Beta apresenta um alto percentual de acertos tanto para o motor sob controle V/f quanto sob FOC. Considerando o Sistema 1, os percentuais de acerto foram, respectivamente, sob os controles V/f e FOC: Gama 77,27% e 61,66%; Beta: 88,63% e 85%. Já com o Sistema 2 de aquisição, os percentuais de acerto, respectivamente, para o controle V/f e FOC foram: Gama 86,36% e 50%; Beta 97,72% e 81,66%. Conclui-se, portanto, que o índice Beta se mostrou mais versátil para a aplicação em motores submetidos a diferentes tipos de controle, mesmo quando

o sinal de corrente utilizado é ruidoso.

7.2. Detecção de Falhas Localizadas em Diferentes Posições do Enrolamento

Uma avaliação importante a ser realizada na metodologia de detecção de falha, além da sua assertividade em uma ampla faixa de operação (carga e velocidade, apresentadas no capítulo 6) e robustez ao ruído (seção 7.1 deste trabalho), diz respeito ao desempenho do índice Beta no que tange a posição da falha ao longo do enrolamento. O índice Beta proposto foi avaliado no capítulo 6 sob 4 níveis de falha (Tabela 28), os quais correspondem a um CCEE localizado no início da bobina 1 com o final da bobina 2, de um mesmo grupo de bobinas 1 da fase A. Dentre todas as derivações extraídas do motor, algumas falhas são equivalentes com relação ao seu posicionamento e/ou severidade da falha. Deste modo, para caracterizar a influência da localização das espiras curto circuitadas no enrolamento do estator do motor, selecionou-se apenas aquelas que apresentam características distintas em relação à sua localização, como apresentado na Tabela 40. As Falhas iii e viii (destacadas em sombreado azul nas Tabelas 40 e 41), são referentes ao banco de dados utilizados para os resultados apresentados no capítulo 6, e serão utilizadas aqui para o propósito de comparação dos resultados. Os sinais foram coletados considerando todas as condições de operação apresentadas na Tabela 27, totalizando um banco de dados com 150 sinais, isto é, 15 aquisições para cada uma das 10 falhas avaliadas. O número de diagnósticos realizados corretamente, em cada uma das três condições de carregamento consideradas nesta pesquisa (nas cinco velocidades de operação), assim como o percentual de acerto para cada uma das falhas, é apresentado na Tabela 41. Deve-se atentar para o fato de que o desempenho do método está sendo avaliado com relação ao posicionamento da falha; deste modo, o percentual de acerto é baseado nas 15 aquisições realizadas para o mesmo percentual de falha considerando o motor operando em diferentes condições de carga e velocidade. Portanto, com relação aos resultados apresentados na Tabela 36 do capítulo 6, os resultados desta análise devem ser comparados com a assertividade por falha específica e não com a assertividade total método de 85%.

Tabela 40 – Severidades da falha em diferentes posições considerada nos testes práticos.

Falhas	i	ii	iii	iv	v	vi	vii	viii	ix	x
CCEE [%]	1	1	1	1	1,33	1,33	2	2	3	3
Número de espiras em CC	3	3	3	3	4	4	6	6	9	9
Fase	A	A	A	C	C	A	A	A	B	B
Grupo/bobina	1/1	1/2	1/1e2	1/1	1/1	1/2	1/1	1/1e2	4/1	1/1
Passo da bobina	6	8	8/6	8	8	8	6	8/6	6	8
Derivações	2A-5A	47B-50B	50B-3A	47C-50C	43C-47C	43B-47B	1A-7A	47B-3A	41F-50F	1D-10D

Fonte: Próprio autor.

Tabela 41 – Percentual de acerto.

Falhas Tn [%]	i	ii	iii	iv	v	vi	vii	viii	ix	x
SC	2	3	4	1	1	4	5	5	3	4
50	4	4	2	4	2	4	5	5	4	5
CN	2	3	3	4	4	4	4	4	4	3
Acerto total	8/15 53,33%	10/15 66,66%	9/15 60%	9/15 60%	7/15 46,66%	12/15 80%	14/15 93,33%	14/15 93,33%	11/15 73,33%	12/15 80%

Fonte: Próprio autor.

A partir dos resultados obtidos, são feitas as seguintes comparações entre as localizações das espiras curto circuitadas no enrolamento do estator do motor:

- **i, ii, iii e iv:** Curto-circuito envolvendo 1% de espiras localizadas em diferentes posições da fase A (i, ii e iii) e na fase C (iv). Mesmo as quatro falhas tendo o mesmo número de espiras em curto, há uma diferença de 13,33 pontos percentuais entre o percentual de acerto máximo e o mínimo (66,66% e 53,33%). Cabe destacar que a falha i envolve espiras no início de uma bobina, a falha ii no final de outra bobina e a falha iii envolve espiras entre o início e o final destas duas bobinas; o percentual de acerto da falha iii é 12,5% maior que a falha i e 9,99% menor que a falha ii. Os índices Beta das falhas i e ii são ilustrados na Figura 62, enquanto os índices das falhas iii e iv encontram-se na Figura 63.
- **iv e v:** Curto-circuito entre 1% e 1,33% de espiras, respectivamente iv e v; ambas as falhas estão localizadas no final de uma mesma bobina da fase C. Neste caso, eram esperadas assertividades próximas, sendo a da falha v um pouco superior à da falha iv por representar um percentual de falha ligeiramente maior. Entretanto, observou-se o oposto: o percentual de acerto da falha v é 22,23% menor do que o da falha iv.
- **v e vi:** falhas de 1,33% de espiras em curto, cujas características de posicionamento na bobina (passo da bobina, grupo/bobina e extremidade da bobina) são os mesmos, porém

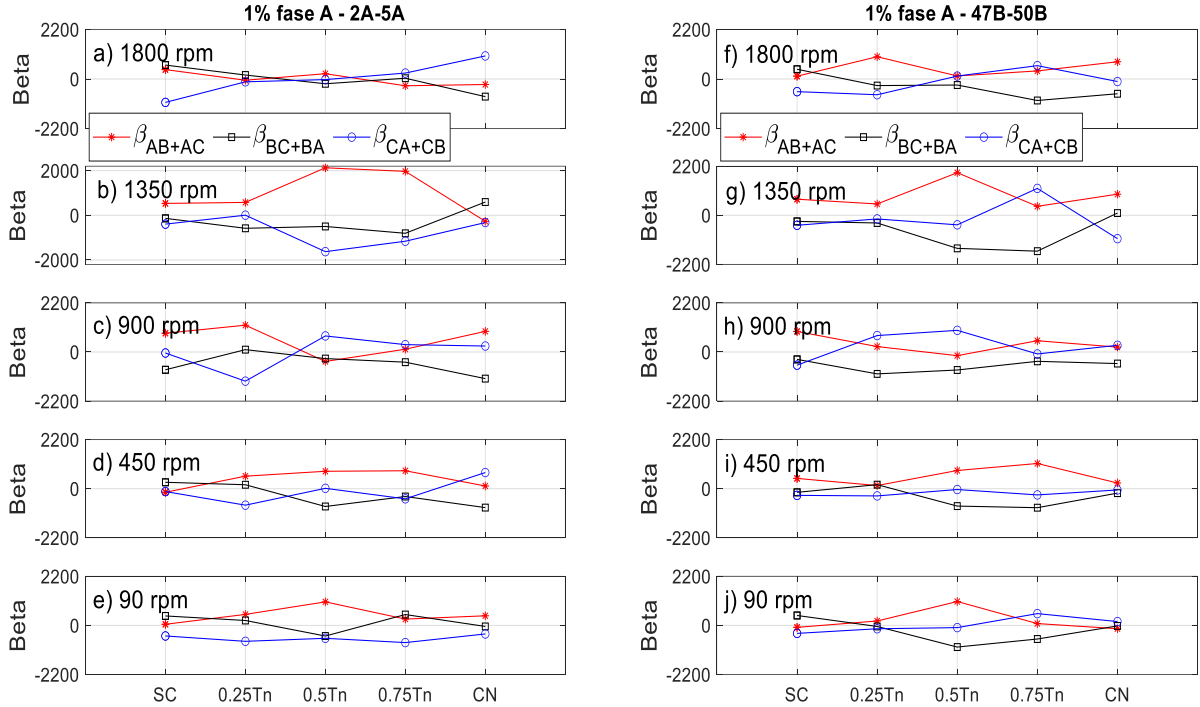
localizadas nas fases C e A, respectivamente. Por se tratar de CCEE com características de localização semelhantes (apenas em fases distintas), era de se esperar que a assertividade do método em ambas as falhas fosse próxima. Contudo, o percentual de acerto em v é 41,67% menor do que em vi. Os índices Beta correspondentes são ilustrados na Figura 64.

- **vii e viii:** 2% de falha entre espiras que envolvem o início e o final de bobinas distintas (viii, apresentada no capítulo 6) e falha no início de uma bobina (vii). Em ambos os casos, o percentual de acerto foi 93,33%. As falhas vii e viii possuem as mesmas características de posicionamento das falhas i e iii, mas com o dobro de espiras em curto. Logo, como era de se esperar, a assertividade no diagnóstico das falhas vii e viii é maior do que das falhas i e iii. Os índices Beta correspondentes são ilustrados na Figura 65.
- **ix e x:** 3% de falha na fase B, entre espiras localizadas no final e no início de bobinas distintas e com passos diferentes, cujos grupos possuem, respectivamente, uma e duas bobinas. O percentual de acerto da falha x é 9,09% maior que o da ix. Os índices Beta correspondentes são ilustrados na Figura 66.

Nota-se, pelas diferenças percentuais da assertividade do método, que, mesmo entre falhas similares, o desempenho do método de detecção de falhas proposto pode ser diferente. Entretanto, não se pode afirmar ao certo se estas alterações nos percentuais de acerto são somente devido à localização da falha, seja ela localizada no início ou final de uma bobina, em bobinas com passos diferentes, grupos com número diferentes de bobinas ou, até mesmo, em fases diferentes. Sabe-se que a assimetria dos enrolamentos do estator provocada pela falha e a assimetria entre fases inerentes ao processo de construção das máquinas elétricas se manifestam de formas muito semelhantes nas grandezas do motor, o que representa um dos principais empecilhos na detecção de CCEE incipientes, provocando falsos positivos ou negativos. Deste modo, principalmente, por se tratar de um motor especial, no qual foram extraídas derivações do enrolamento para simular a falha de CCEE, sugere-se que parte desta diferença no percentual de acerto do método de detecção aplicado em falhas com diferentes localizações pode, também, estar relacionada com o fato de que esta assimetria pode, em alguns casos, tanto “compensar” a assimetria causada pela falha e dificultar o seu diagnóstico, como se “somar” a ela e ressaltar a característica da falha. Contudo, ainda que o método apresente alterações consideráveis no percentual de acerto na detecção de falhas com relação à localização das espiras em curto no enrolamento do estator, observou-se que o método se aplica à detecção de falha nas três fases e apresenta, na maioria dos casos, assertividade acima de 60% na detecção de falhas com 1% e 1,33%

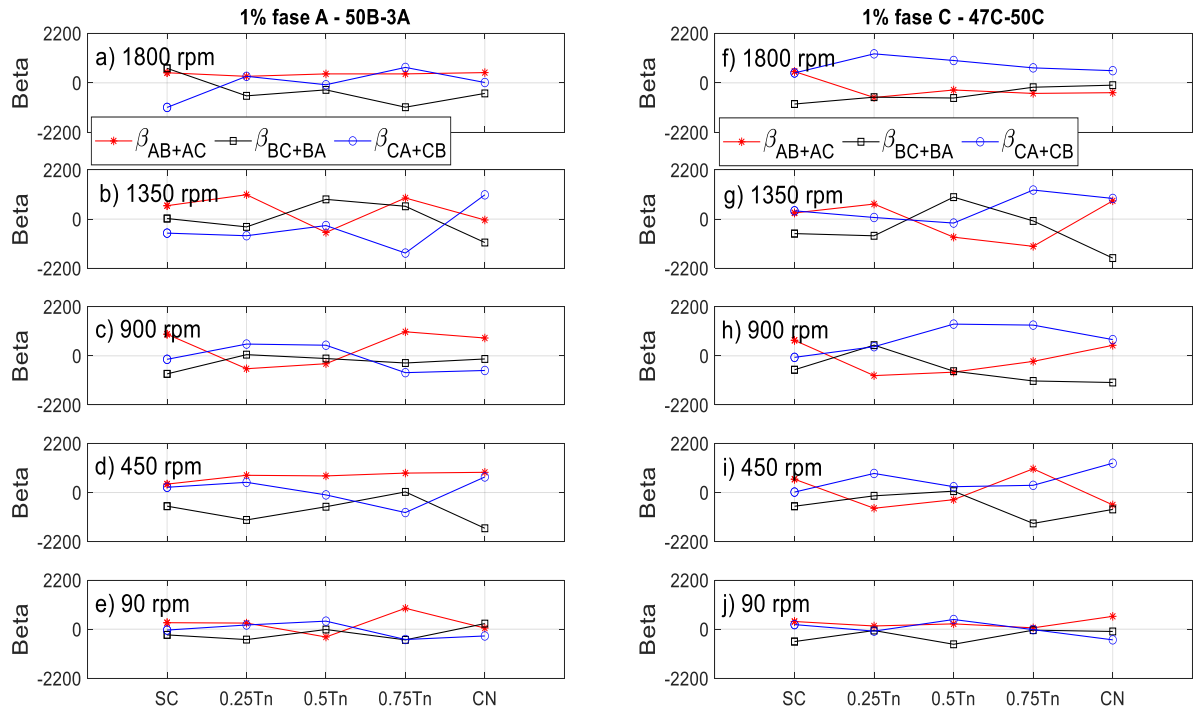
de espiras em curto-circuito, e acima de 70% para falhas com 3% de espiras curto circuitadas.

Figura 62 – Índice Beta: 1% de CCEE na fase A localizados no início e final da bobina, respectivamente: falha i – 2A-5A (esquerda) e falha ii 47B-50B (direita)



Fonte: Próprio autor.

Figura 63 – Índice Beta: 1% de CCEE entre o início e o final de bobinas da fase A e no final de uma bobina da fase C, respectivamente: falha iii – 50B-3A (esquerda) e falha iv 47C-50C (direita).



Fonte: Próprio autor.

Figura 64 – Índice Beta: 1,33% de CCEE em fases diferentes com localizações equivalentes, respectivamente: falha v – 43C-47C (esquerda) e falha vi 43B-47B (direita).

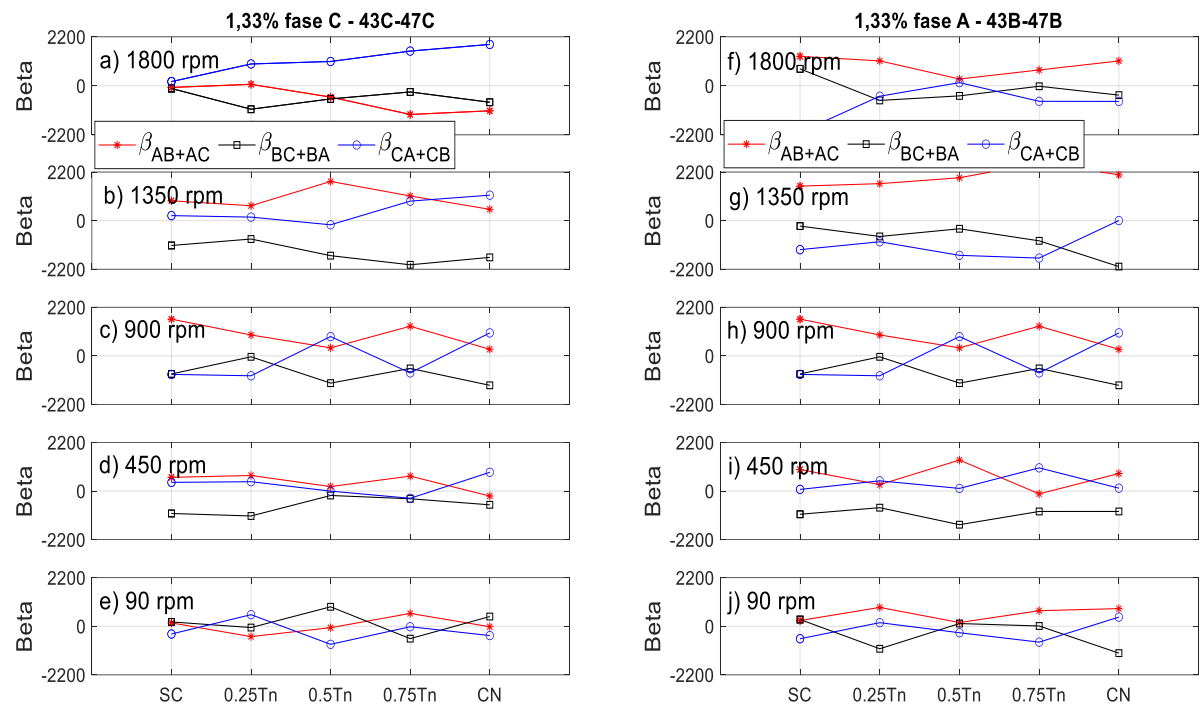


Figura 65 – Índice Beta: 2% de CCEE no início e no final de bobinas com passo 6 e 8, respectivamente, da fase A e falha no início da bobina de passo 6, respectivamente: falha viii – 1A-7A (esquerda) e falha vii 47B-3A (direita).

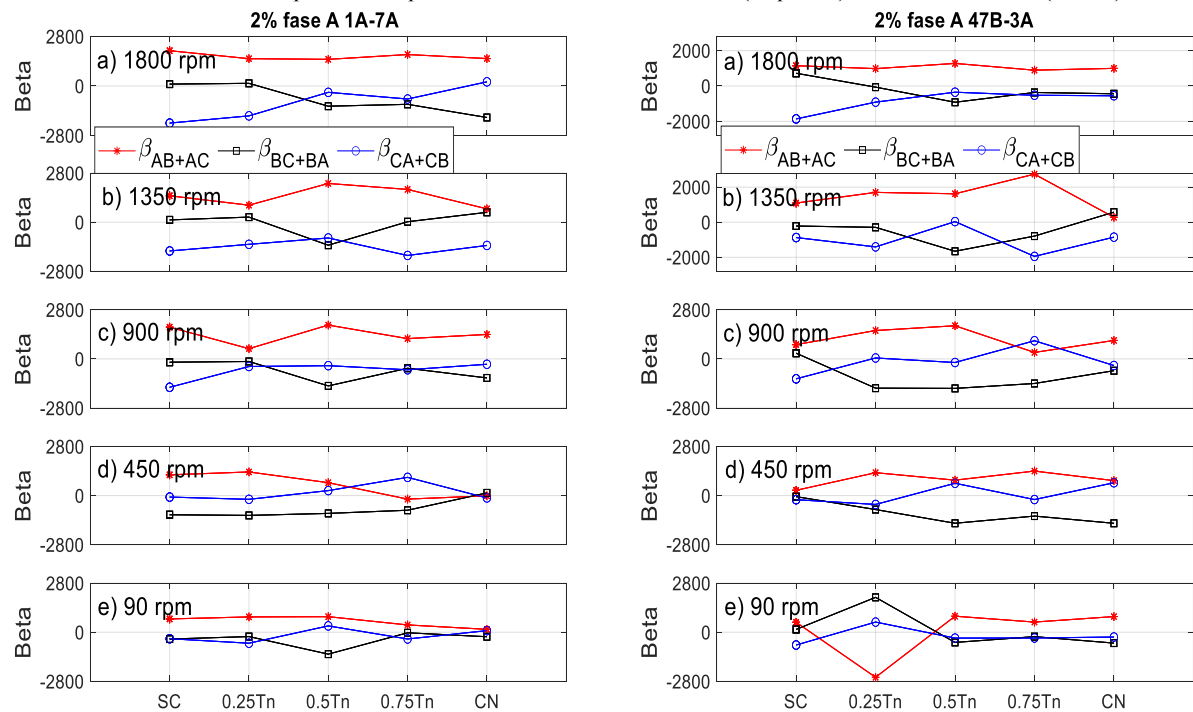
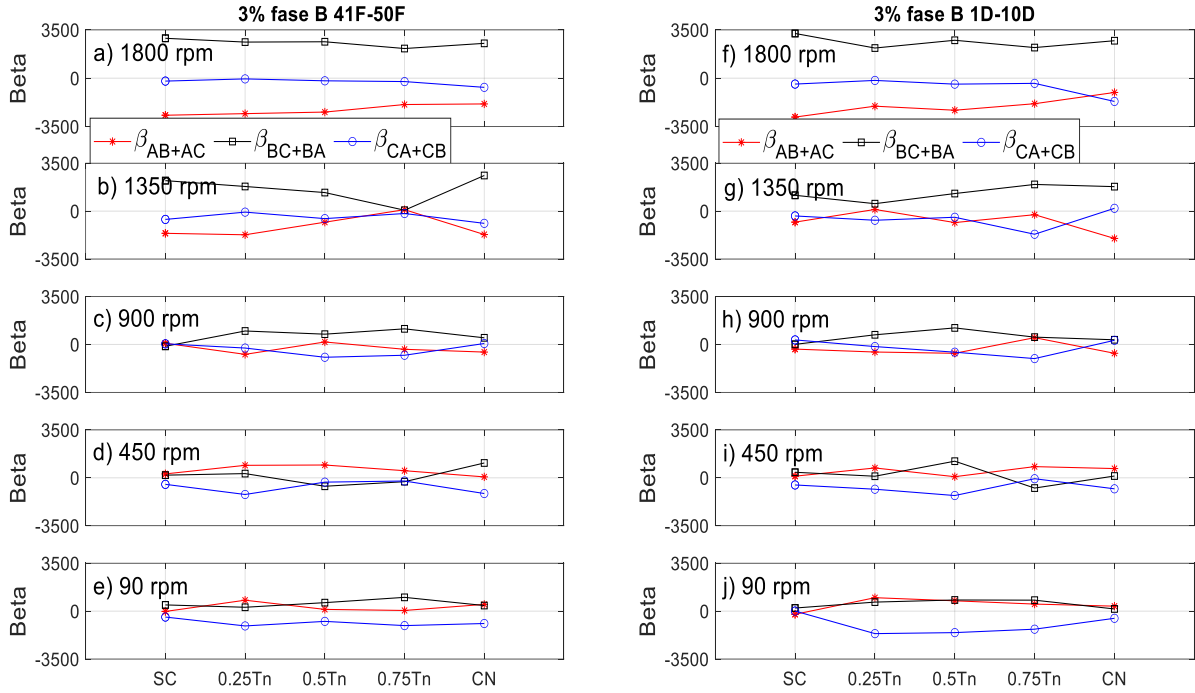


Figura 66 – Índice Beta: 3% de CCEE na fase B localizados em grupos diferentes com uma bobina e duas bobinas, respectivamente: falha ix - 41F-50F(esquerda) e x - 1D-10D (direita)



Fonte: Próprio autor.

7.3. Assertividade do Método de Detecção VS. Qualidade do Sinal

No algoritmo proposto na seção 6.2 para a determinação automatizada da frequência de amostragem, o comprimento da janela de observação do sinal e o número mínimo de decomposições da DWT a serem utilizados na composição do índice de DF são definidos de acordo com a frequência de acionamento. Os parâmetros *ordem* e *fator*, da Equação (21), foram escolhidos empiricamente, na ocasião, como, $ordem = 7$ e $fator = 7$. Sugere-se que valores maiores destes parâmetros implicam em uma melhor qualidade do sinal, e consequentemente, em maior capacidade de detecção do método, embora às custas de maior esforço computacional e memória do processador. Reportando novamente à Equação (21): $f_{s_desejada} = f * ordem * 2 * fator$. Tem-se que (i) f é a frequência de acionamento e (ii) $ordem$ é a maior componente harmônica que se deseja analisar. Já o (iii) fator de multiplicação 2 advém do teorema de amostragem de Nyquist, enquanto (iv) $fator$ é um número escolhido empiricamente para se obter mais amostras do sinal, e assim, resultar em maior fidelidade do sinal digital em relação ao sinal analógico.

Neste contexto, foi realizado um estudo considerando uma ampla faixa de variação destes dois parâmetros (*ordem* e *fator*), a fim de se buscar a melhor relação de compromisso entre a qualidade (mínima) do sinal a ser utilizado e a assertividade do método de detecção. A variação dos

parâmetros *ordem* e *fator* foi realizada conforme a Tabela 42, ao passo que os resultados das respectivas análises são mostrados nas Tabelas 43 a 46.

Para tal análise, além das condições de operação apresentadas na Tabela 27, foram utilizados mais dois pontos de operação da máquina (25% e 75% do torque nominal, ao invés de apenas vazio, 50 e 100%). Assim, ao todo, foram realizados 125 testes (25 para cada condição da Tabela 27), ao invés dos 75 testes empregados no capítulo 6. Em função disso, o percentual de acerto global do método ficou 1% abaixo daquele apresentado no capítulo 6.

Tabela 42 – Condições de variação dos parâmetros *ordem* e *fator* avaliados.

<i>ordem</i>	<i>fator</i>	Tabela Correspondente
3	1; 3; 5; 7; 9; 11	16
5	1; 3; 5; 7; 9; 11	9
7	1; 3; 5; 7; 9; 11	10
9	1; 3; 5; 7; 9; 11	11

Fonte: Próprio autor.

No que diz respeito às tabelas que apresentam os resultados, cabem as considerações descritas a seguir.

- A maior frequência de amostragem ($f_{s_desejada}$) e o menor comprimento do sinal necessários são relacionados à maior frequência de acionamento impostas pelo controle FOC, que foi de 62,8 Hz na condição de operação a 1800 rpm, carga nominal e 6% de espiras curto circuitadas. Já a menor frequência de amostragem e o maior comprimento de sinal correspondem à menor frequência de acionamento, que é de 3,3 Hz para 90 rpm em vazio e sem falha.
- Para alcançar a $f_{s_desejada}$ ideal, calculada no passo i da Figura 51 do capítulo 6, na maioria dos casos é preciso decimar o sinal original por um fator de decimação D (passo ii dessa mesma), que não é inteiro e, assim, impossibilita a decimação. Portanto, o fator de decimação D deve ser arredondado para o seu número inteiro mais próximo e, conseqüentemente, devido a essa “decimação aproximada” do sinal, a frequência de amostragem real do sinal (f_{s_real}) também será uma frequência aproximada da $f_{s_desejada}$.
- O número máximo de decomposições permitidos pela wavelet mãe, L_{max} , calculado no passo iv da Figura 51 do capítulo 6, também é aproximado para o número inteiro mais próximo, n .
- Nas tabelas a serem apresentadas, estão destacados, em vermelho, os resultados obtidos

considerando os mesmos parâmetros utilizados no capítulo 6 ($ordem = 7$ e $fator = 7$).

- Em algumas das condições analisadas não foi possível realizar o diagnóstico por uma das seguintes razões: i) o comprimento mínimo exigido foi maior do que aquele que foi coletado; ii) de acordo com a $f_{s_desejada}$, calculada a partir dos parâmetros $ordem$ e $fator$ empregados, o número mínimo de decomposições necessárias para qualquer sinal é 4, ao passo que o nível de decomposição com maior energia foi o nível 2; assim, não foi possível selecionar os 3 níveis da DWT necessários para compor o índice.
- Mesmo que 125 dados tenham sido coletados, o percentual de acerto é calculado considerando apenas as condições com falha, ou seja, considerando 100 testes.

Tabela 43 – Percentual de acerto considerando $ordem = 3$ e variando o $fator$.

fator	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições		1%2%4%6%				Acerto Total
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_{max}	n					
1	Não permite selecionar os 3 níveis de decomposições, pois o nível de maior energia é o 2.														
3	1,13	1,11	0,57	59,40	59,41	10,90	12	36	5,16	5	48	68	88	88	73
5	1,88	1,95	0,63	99	98,89	12,12	8	40	5,90	6	48	64	68	84	66
7	2,63	2,60	1,22	138,6	138,2	23,33	11	77	6,39	6	60	88	96	100	86
9	3,39	3,12	1,28	178,2	177,56	24,54	9	81	6,75	7	64	80	96	96	84
11	Não permite. O comprimento mínimo exigido é maior do que a amostra que foi coletada.														

Fonte: Próprio autor.

Tabela 44 – Percentual de acerto considerando $ordem = 5$ e variando o $fator$.

$fator$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições		1% 2% 4% 6%				Acerto Total
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_{max}	n					
1	0,628	0,625	0,17	33	33,03	3,33	11	11	4,32	4	44	32	60	52	47
3	1,88	1,95	0,38	99	98,89	7,27	8	24	5,90	6	48	60	72	76	64
5	3,14	3,12	0,71	165	164,4	13,63	9	45	6,64	7	60	84	92	92	82
7	4,39	3,90	1,33	231	229,7	25,45	12	84	7,12	7	60	80	100	100	85
9	5,65	5,20	1,43	297	294,8	27,27	10	90	7,49	7	80	88	100	100	92
11	6,90	7,81	1,40	363	363,3	26,66	8	88	7,78	8	60	84	80	100	81

Fonte: Próprio autor.

Tabela 45 – Percentual de acerto considerando $ordem = 7$ e variando o $fator$.

fator	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições		Acerto Total				
	f _{s_desejada} [KHz]	f _{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	f _{s_desejada} [Hz]	f _{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L _{max}	n					
											1%	2%	4%	6%	
1	0,87	0,86	0,12	46,20	46,22	2,42	8	8	4,80	5	48	32	52	68	50
3	2,63	2,60	0,52	138,6	138,2	10	11	33	6,39	6	72	80	84	96	83
5	4,39	3,90	0,95	231	229,7	18,18	12	60	7,12	7	68	88	92	96	86
7	6,15	5,20	1,00	323,4	325,5	19,09	9	63	7,61	8	60	88	92	96	84
9	7,91	7,81	1,14	415,8	411,1	21,81	8	72	7,97	8	40	64	84	76	66
11	9,67	7,81	1,92	508,2	504,0	36,66	11	121	8,26	8	72	92	100	100	91

Fonte: Próprio autor.

Tabela 46 – Percentual de acerto considerando $ordem = 9$ e variando o $fator$.

fator	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições		Acerto Total				
	f _{s_desejada} [KHz]	f _{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	f _{s_desejada} [Hz]	f _{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L _{max}	n					
											1%	2%	4%	6%	
1	1,13	1,11	0,19	59,4	59,41	3,63	12	12	5,16	5	40	32	60	60	48
3	3,39	3,12	0,42	178,2	177,5	8,18	9	27	6,75	7	36	68	76	80	65
5	5,65	5,20	0,79	297	294,8	15,15	10	50	7,49	7	56	92	92	92	83
7	7,91	7,81	0,89	415,8	411,1	16,97	8	56	7,97	8	44	72	84	76	69
9	10,17	7,81	1,57	534,6	538,7	30	11	99	8,33	8	80	76	100	96	88
11	12,43	15,62	1,57	653,4	651,0	30	9	99	8,62	9	76	80	100	100	89

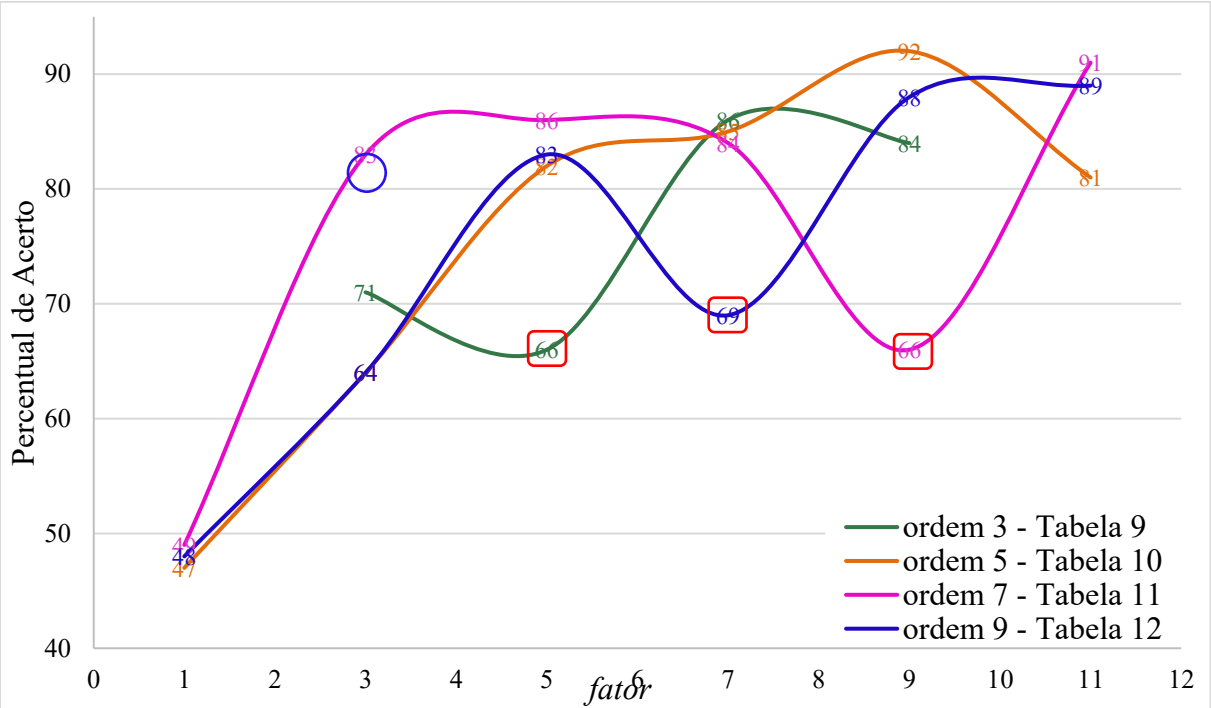
Fonte: Próprio autor.

Era de se esperar que, quanto maior o $fator$ empregado, ou seja, melhor a qualidade do sinal analisado, melhor seria o desempenho do método. Todavia, em algumas situações, as quais estão destacadas nas tabelas em sombreado laranja, a sensibilidade do método diminuiu consideravelmente ao se aumentar a qualidade do sinal. Para ilustrar tal fato, o gráfico da Figura 67 apresenta o percentual de acerto em função da variação do parâmetro $fator$. Nota-se claramente que, para alguns valores do parâmetro $fator$, os percentuais de acerto diminuem e depois voltam a aumentar (pontos destacados com contorno quadrado vermelho). Além disso, observa-se que a partir de um determinado valor do $fator$, o método de detecção de falhas tende a atingir uma certa estabilidade no seu percentual de acerto.

A fim de se entender o motivo pelo qual os percentuais de acertos são consideravelmente menores para alguns valores do parâmetro $fator$, para os quais era esperada uma assertividade maior,

conduziu-se uma análise considerando a variação do parâmetro *fator* com valores distintos para aumentar frequência de amostragem ($fator_{fs_desejada}$) e o comprimento da janela do sinal ($fator_{N^oCiclos}$). A variação destes parâmetros foi adotada conforme a Tabela 47, cujos resultados das respectivas análises são mostrados nas Tabelas 48 a 57. Ao todo foram 84 condições avaliadas (24 na Tabela 42 e 60 na Tabela 47); entretanto, vale ressaltar que algumas são equivalentes entre si, como, por exemplo, a condição $ordem = 7, fator_{fs_desejada} = 7$ e $fator_{N^oCiclos} = 7$, que aparece duas vezes na Tabela 47 e é equivalente à condição $ordem = 7, fator = 7$ da Tabela 42. Logo, efetivamente, o desempenho da metodologia foi avaliado sob 77 condições distintas.

Figura 67 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro *fator* empregados para definir a qualidade do sinal utilizado na DWT.



Fonte: Próprio autor.

Tabela 47 – Condições de variação dos parâmetros *ordem*, $fator_{fs_desejada}$ e $fator_{N^oCiclos}$ avaliados.

<i>ordem</i>	$fator_{fs_desejada}$	$fator_{N^oCiclos}$	Tabela Correspondente
7	7	1; 3; 5; 7; 9; 11	13
	1; 3; 5; 7; 9; 11	7	14
	3	1; 3; 5; 7; 9; 11	15
	1; 3; 5; 7; 9; 11	3	16
3	3	1; 3; 5; 7; 9; 11	17
	1; 3; 5; 7; 9; 11	3	18
5	1	1; 3; 5; 7; 9; 11	19
	1; 3; 5; 7; 9; 11	1	20
3	1	1; 3; 5; 7; 9; 11	21
	1; 3; 5; 7; 9; 11	1	22

Fonte: Próprio autor.

Tabela 48 – Percentual de acerto considerando $ordem = 7$, $fator_{fs_desejada} = 7$ e variando-se $fator_{N^oCiclos}$.

$fator_{N^oCiclos}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições							Acerto Total
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_{max}	n	1%	2%	4%	6%		
1	6,15	5,20	0,14	323,4	325,52	2,72	9	9	7,61	8	28	32	56	68	46	
3	6,15	5,20	0,42	323,4	325,52	8,18	9	27	7,61	8	44	72	80	84	70	
5	6,15	5,20	0,71	323,4	325,52	13,63	9	45	7,61	8	48	84	92	92	79	
7	6,15	5,20	1,00	323,4	325,52	19,09	9	63	7,61	8	60	88	92	96	84	
9	6,15	5,20	1,28	323,4	325,52	24,545	9	81	7,61	8	72	84	96	96	87	
11	6,15	5,20	1,57	323,4	325,52	30	9	99	7,61	8	68	84	100	100	88	

Fonte: Próprio autor.

Tabela 49 – Percentual de acerto considerando $ordem = 7$, $fator_{N^oCiclos} = 7$ e variando-se $fator_{fs_desejada}$.

$fator_{f_s_desejada}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições							Acerto Total
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_{max}	n	1%	2%	4%	6%		
1	0,87	0,86	0,89	46,2	46,22	16,97	8	56	4,80	5	52	80	92	92	79	
3	2,63	2,60	1,22	138,6	138,27	23,33	11	77	6,39	6	60	88	96	100	86	
5	4,39	3,90	1,33	231	229,78	25,45	12	84	7,12	7	60	80	100	100	85	
7	6,15	5,20	1,00	323,4	325,52	19,09	9	63	7,61	8	60	88	92	96	84	
9	7,91	7,81	0,89	415,8	411,18	16,96	8	56	7,97	8	44	72	84	76	69	
11	9,67	7,81	1,22	508,2	504,03	23,33	11	77	8,26	8	68	88	96	96	87	

Fonte: Próprio autor.

Tabela 50 – Percentual de acerto considerando $ordem = 7$, $fator_{fs_desejada} = 3$ e variando-se $fator_{N^oCiclos}$.

$fator_{N^oCiclos}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições							Acerto Total
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_{max}	n	1%	2%	4%	6%		
1	2,63	2,60	0,17	138,6	138,27	3,33	11	11	6,39	6	44	32	80	84	60	
3	2,63	2,60	0,52	138,6	138,27	10	11	33	6,39	6	72	80	84	96	83	
5	2,63	2,60	0,87	138,6	138,27	16,66	11	55	6,39	6	60	84	96	96	84	
7	2,63	2,60	1,22	138,6	138,27	23,33	11	77	6,39	6	60	88	96	100	86	
9	2,63	2,60	1,57	138,6	138,27	30	11	99	6,39	6	80	84	100	100	91	
11	2,63	2,60	1,92	138,6	138,27	36,66	11	121	6,39	6	76	92	100	100	92	

Fonte: Próprio autor.

Tabela 51 – Percentual de acerto considerando $ordem = 7$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 3$ e variando-se $fator_{fs_desejada}$

$fator_{fs_desejada}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			N° de ciclos mínimo	N° de ciclos usados	N° de decomposições		Acerto Total				
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_max	n					
											1%	2%	4%	6%	
1	0,87	0,86	0,38	46,2	46,22	7,27	8	24	4,80	5	44	48	68	84	61
3	2,63	2,60	0,52	138,6	138,27	10	11	33	6,39	6	72	80	84	96	83
5	4,39	3,90	0,57	231	229,77	10,90	12	36	7,12	7	72	72	88	96	82
7	6,15	5,20	0,42	323,4	325,52	8,18	9	27	7,61	8	44	72	80	84	70
9	7,91	7,81	0,38	415,8	411,18	7,27	8	24	7,97	8	56	80	84	76	74
11	9,67	7,81	0,52	508,2	504,03	10	11	33	8,26	8	64	72	76	88	75

Fonte: Próprio autor.

Tabela 52 – Percentual de acerto considerando $ordem = 3$, $fator_{fs_desejada} = 3$ e variando-se $fator_{N^{\circ}Ciclos}$.

$fator_{fs_desejada}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			N° de ciclos mínimo	N° de ciclos usados	N° de decomposições		Acerto Total				
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_max	n					
											1%	2%	4%	6%	
1	1,13	1,11	0,19	59,4	59,41	3,63	12	12	5,16	5	40	32	60	60	48
3	1,13	1,11	0,57	59,4	59,41	10,90	12	36	5,16	5	48	68	88	88	73
5	1,13	1,11	0,95	59,4	59,41	18,18	12	60	5,16	5	60	88	92	96	84
7	1,13	1,11	1,33	59,4	59,41	25,45	12	84	5,16	5	60	88	100	96	86
9	1,13	1,11	1,71	59,4	59,41	32,72	12	108	5,16	5	60	96	100	100	89
11	Não permite. O comprimento mínimo exigido é maior do que a amostra que foi coletada.														

Fonte: Próprio autor.

Tabela 53 – Percentual de acerto considerando $ordem = 3$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 3$ e variando-se $fator_{fs_desejada}$

$fator_{f_{s_desejada}}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo Nº de ciclos usados			Nº de decomposições		Acerto Total				
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]				L_max	n					
											1%	2%	4%	6%		
1	Não permite selecionar 3 níveis, pois o nível de maior energia é o 2 e, assim, só há um nível que o antecede.															
3	1,13	1,11	0,57	59,4	59,41	10,90	12	36	5,16	5	48	68	88	88	73	
5	1,88	1,95	0,38	99,0	98,89	7,27	8	24	5,90	6	48	60	72	76	64	
7	2,63	2,60	0,52	138,6	138,27	10	11	33	6,39	6	72	80	84	96	83	
9	3,39	3,12	0,42	178,2	177,56	8,18	9	27	6,75	7	36	68	76	80	65	
11	4,14	3,90	0,62	217,8	217,01	11,81	13	39	7,04	7	88	76	92	88	86	

Fonte: Próprio autor.

Tabela 54 – Percentual de acerto considerando $ordem = 5$, $fator_{fs_desejada} = 1$ e variando-se $fator_{N^\circ Ciclos}$.

$fator_{fs_desejada}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições		Nº de estados					Acerto Total
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_{max}	n	1%	2%	4%	6%		
1	0,628	0,625	0,17	33	33,03	3,33	11	11	4,32	4	44	32	60	52	47	
3	0,628	0,625	0,52	33	33,03	10	11	32	4,32	4	52	60	96	96	76	
5	0,628	0,625	0,87	33	33,03	16,66	11	55	4,32	4	68	84	88	96	84	
7	0,628	0,625	1,22	33	33,03	23,33	11	77	4,32	4	64	88	100	96	87	
9	0,628	0,625	1,57	33	33,03	30	11	99	4,32	4	72	88	100	100	90	
11	0,628	0,625	1,92	33	33,03	36,66	11	121	4,32	4	76	92	100	100	92	

Fonte: Próprio autor.

Tabela 55 – Percentual de acerto considerando $ordem = 5$, $fator_{N^\circ Ciclos}=1$ e variando-se $fator_{fs_desejada}$

$fator_{f_{s_desejada}}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições		Nº de ciclos usados					Acerto Total
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_{max}	n	1%	2%	4%	6%		
1	0,628	0,625	0,17	33	33,03	3,33	11	11	4,32	4	44	32	60	52	47	
3	1,88	1,95	0,12	99	98,89	2,42	8	8	5,90	6	76	56	68	80	70	
5	3,14	3,12	0,14	165	164,47	2,72	9	9	6,64	7	28	48	60	76	53	
7	4,39	3,90	0,19	231	299,78	3,63	12	12	7,12	7	64	60	60	56	60	
9	5,65	5,20	0,15	297	294,81	3,03	10	10	7,49	7	44	44	64	80	58	
11	6,90	7,81	0,12	363	363,37	2,42	8	8	7,78	8	36	48	56	64	51	

Fonte: Próprio autor.

Tabela 56 – Percentual de acerto considerando $ordem = 3$, $fator_{fs_desejada} = 1$ e variando-se $fator_{N^\circ Ciclos}$.

$fator_{f_{s_desejada}}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo Nº de ciclos usados	Nº de decomposições						Acerto Total
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]		L_{max}	n	1%	2%	4%	6%	
1	Não permite selecionar 3 níveis, pois o nível de maior energia é o 2 e, assim, só há um nível que o antecede.													
3	Não permite selecionar 3 níveis, pois o nível de maior energia é o 2 e, assim, só há um nível que o antecede.													
5	Não permite selecionar 3 níveis, pois o nível de maior energia é o 2 e, assim, só há um nível que o antecede.													
7	Não permite selecionar 3 níveis, pois o nível de maior energia é o 2 e, assim, só há um nível que o antecede.													
9	Não permite selecionar 3 níveis, pois o nível de maior energia é o 2 e, assim, só há um nível que o antecede.													
11	Não permite selecionar 3 níveis, pois o nível de maior energia é o 2 e, assim, só há um nível que o antecede.													

Fonte: Próprio autor.

Tabela 57 – Percentual de acerto considerando $ordem = 3$, $fator_{N^oCiclos}=1$ e variando-se $fator_{fs_desejada}$

$fator_{f_s_desejada}$	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo Nº de ciclos usados		Nº de decomposições		1% 2% 4% 6% Acerto Total				
	$f_{s_desejada}$ [KHz]	f_{s_real} [KHz]	Comprimento [s]	$f_{s_desejada}$ [Hz]	f_{s_real} [Hz]	Comprimento [s]			L_{max}	n					
1	Não permite selecionar 3 níveis, pois o nível de maior energia é o 2 e, assim, só há um nível que o antecede.														
3	1,13	1,11	0,19	59,4	59,41	3,63	12	12	5,16	5	40	32	60	60	48
5	1,88	1,95	0,12	99	98,88	2,42	8	8	5,90	6	76	56	68	80	70
7	2,63	2,60	0,17	138,6	138,2	3,33	11	11	6,39	6	44	32	80	84	60
9	3,39	3,12	0,14	178,2	177,56	2,72	9	9	6,75	7	48	40	60	56	51
11	4,14	3,90	0,20	217,8	217,01	3,93	13	13	7,04	7	68	48	56	84	64

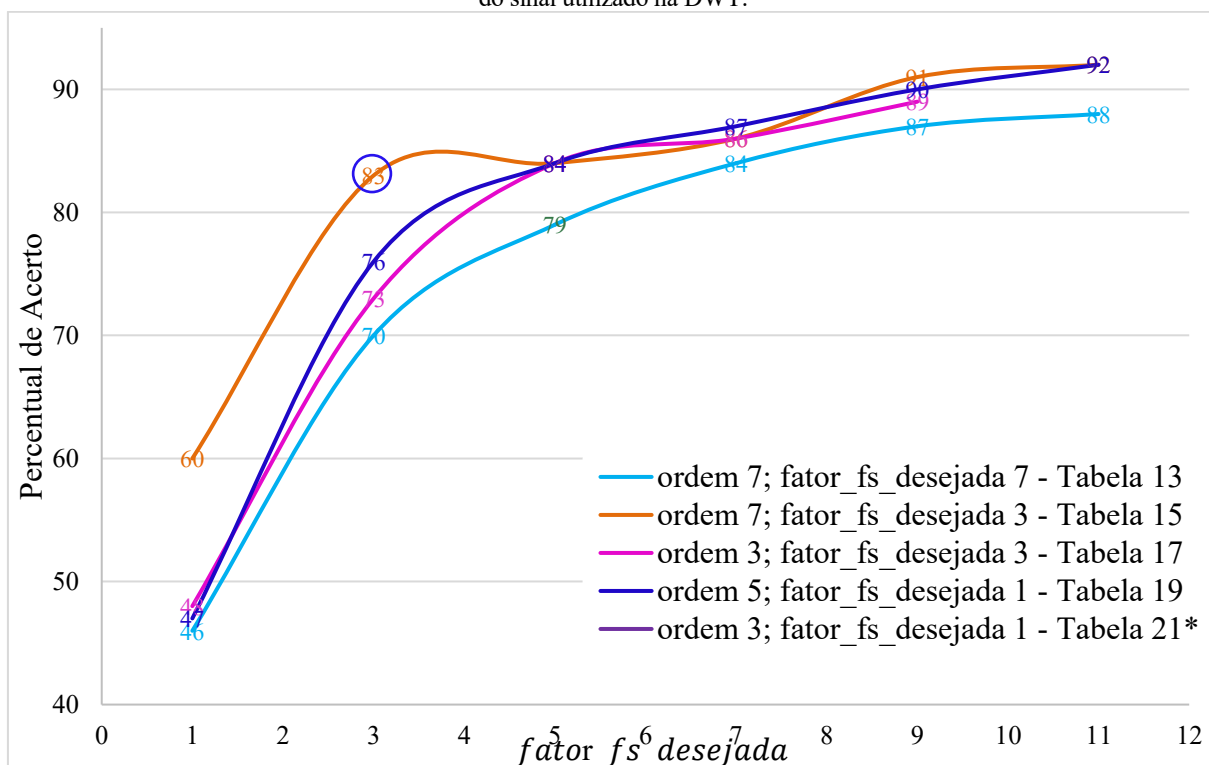
Fonte: Próprio autor.

Assim como realizado para a análise do parâmetro $fator$, a fim de melhor avaliar o comportamento dos dados obtidos, os gráficos das Figuras 68 e 69 ilustram o aumento do percentual de acerto em função da variação dos parâmetros $fator_{N^oCiclos}$ e $fator_{fs_desejada}$. A partir do estudo realizado, nota-se que:

- Comprimento da janela do sinal (Figura 68): os percentuais de acertos tendem a aumentar à medida em que apenas o $fator_{N^oCiclos}$ aumenta, isto é, ao se aumentar apenas o comprimento da janela de observação do sinal. A melhora na assertividade tende a ser mais acentuada para valores menores de $fator_{N^oCiclos}$ (1, 3 e 5).
- Frequência de amostragem (Figura 69): não há uma tendência de aumento na assertividade do método de detecção de falhas em função do aumento da frequência de amostragem do sinal utilizado. Ao se variar apenas o parâmetro $fator_{fs_desejada}$, os percentuais de acertos diminuem (pontos destacados com contorno quadrado vermelho) e depois voltam a aumentar apresentando uma tendência de comportamento oscilatória.

Um fato interessante de se destacar nestas duas análises é que, como observado na Figura 68, para todas as frequências de amostragens consideradas, quanto maior o comprimento da janela do sinal observado, melhor tende a ser o desempenho do método. Isto posto, analisando-se a Figura 69 nota-se que, mesmo ao se aumentar a frequência de amostragem e que o comportamento da assertividade ainda seja oscilatório, nas condições em que o $fator_{N^oCiclos} = 1$ (curvas azul escuro e roxo), o percentual de acerto oscila entre valores menores do que nas condições em que o $fator_{N^oCiclos} = 3$ (curvas rosa e laranja), que, por sua vez, oscila em torno de um patamar inferior àquele relativo aos resultados para $fator_{N^oCiclos} = 7$ (curva azul claro).

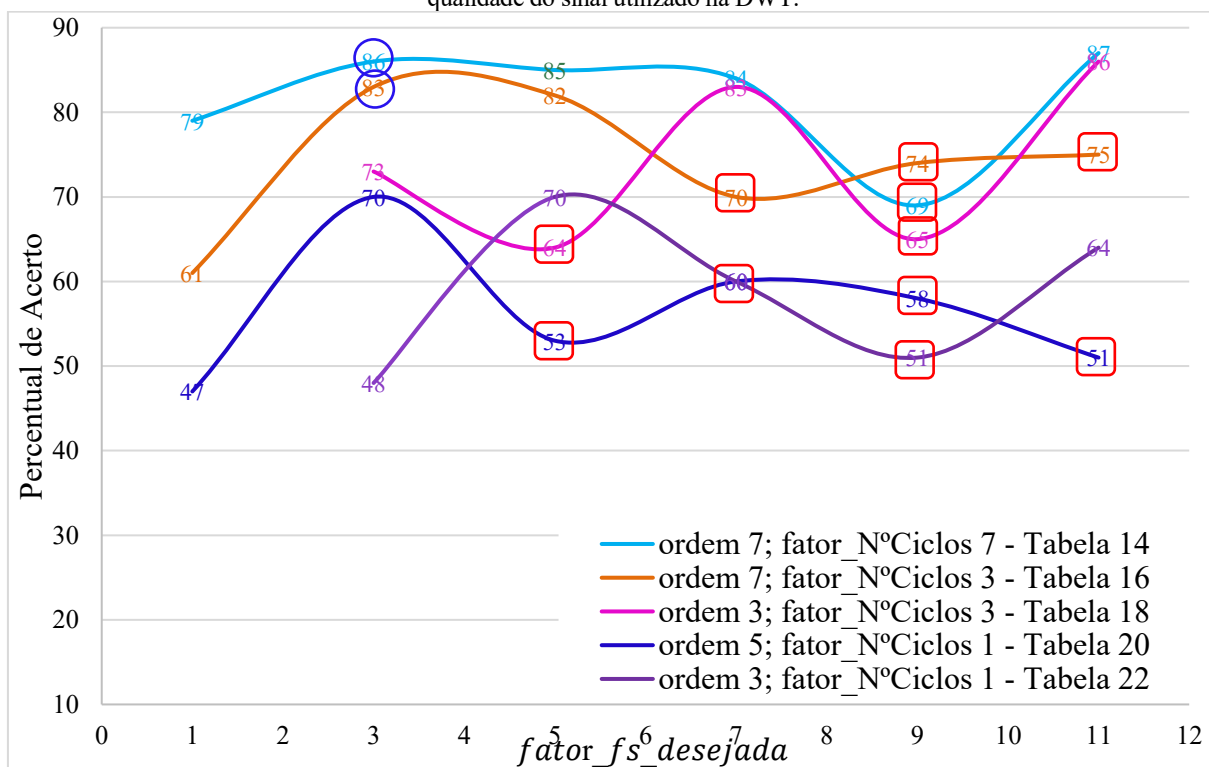
Figura 68 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro $fator_{N^{\circ}Ciclos}$, empregado para definir a qualidade do sinal utilizado na DWT.



* Tabela em que nenhuma combinação dos parâmetros permitiu o diagnóstico.

Fonte: Próprio autor.

Figura 69 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro $fator_{fs_desejada}$, empregado para definir a qualidade do sinal utilizado na DWT.



Fonte: Próprio autor.

Os resultados observados na Figura 69, podem, à primeira vista, parecer aleatórios; no entanto, tal comportamento pode ser explicado ao se observar os limiares dos níveis de decomposição da DWT. Para exemplificar e facilitar o entendimento de tal fato, será adotado, como exemplo, três configurações de parâmetros que apresentaram diferentes percentuais de acerto:

- $ordem = 7$ e $fator = 7$; – 84% de acerto (condição usada no capítulo 6).
- $ordem = 7$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 7$ e $fator_{fs_{desejada}} = 9$; – 69% de acerto.
- $ordem = 7$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 7$ e $fator_{fs_{desejada}} = 11$; – 87% de acerto.

A Figura 70 mostra, para as três condições acima, o comportamento da distribuição de energia das fases A, B e C, considerando o motor operando a 90 rpm, com carga nominal e com 2% e 6% de espiras em curto, cujas frequência de acionamento são, respectivamente, 4,4 Hz e 4,5 Hz. Como ambas as frequências são muito próximas, a frequência de amostragem calculada e os limiares dos níveis de decomposição da DWT serão os mesmos em ambas as condições, conforme apresentado na Tabela 58.

Figura 70 – Distribuição da energia DWT da corrente das fases A, B e C do motor com 2% e 6% de falha, considerando diferentes parâmetros para determinar o sinal a ser utilizado nas análises.

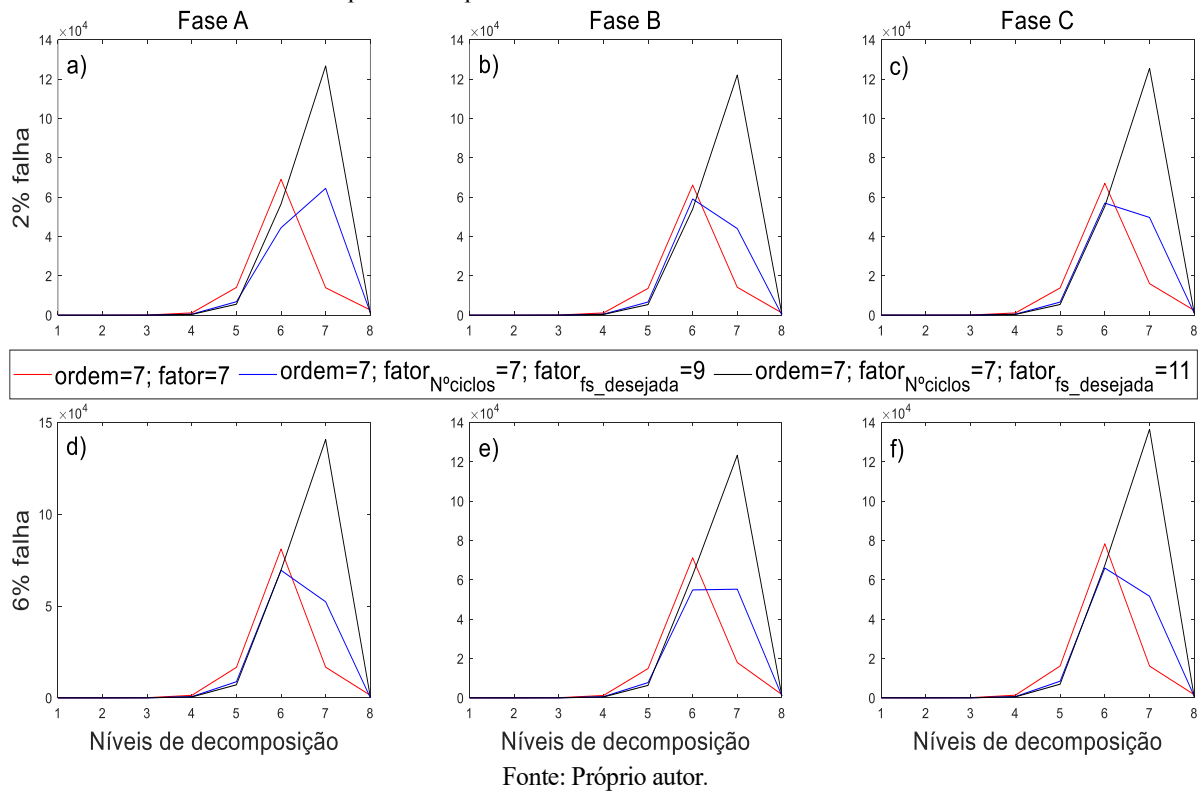


Tabela 58 – Frequência de amostragem e os limiares superior e inferior dos níveis de detalhes nas três configurações de parâmetros para determinar o sinal a ser utilizado nas análises.

$ordem = 7;$ $fator = 7$			$ordem = 7;$ $fator_{N^o Ciclos} = 7;$ $fator_{fs_desejada} = 9$		$ordem = 7;$ $fator_{N^o Ciclos} = 7;$ $fator_{fs_desejada} = 11$	
Frequência de amostragem - 446.4286 Hz			Frequência de amostragem - 558.0357 Hz		Frequência de amostragem - 679,34 Hz	
Nível	Limiar inferior	Limiar superior	Limiar inferior	Limiar superior	Limiar inferior	Limiar superior
1	111,6071	223,2143	139,5089	279,0179	169,8370	339,6739
2	55,8036	111,6071	69,7545	139,5089	84,9185	169,8370
3	27,9018	55,8036	34,8772	69,7545	42,4592	84,9185
4	13,9509	27,9018	17,4386	34,8772	21,2296	42,4592
5	6,9754	13,9509	8,7193	17,4386	10,6148	21,2296
6	3,4877	6,9754	4,3597	8,7193	5,3074	10,6148
7	1,7439	3,4877	2,1798	4,3597	2,6537	5,3074
8	0,8719	1,7439	1,0899	2,1798	1,3269	2,6537

Fonte: Próprio autor.

Pela Figura 70 e a Tabela 58, o motivo pelo qual a assertividade do método de detecção pode diminuir drasticamente em alguns pontos mesmo ao se aumentar a frequência de aquisição dos sinais de corrente, é que, para determinadas frequências de amostragem, a frequência de acionamento fica localizada próxima dos limiares do nível de decomposição que a contempla. Este fato acarreta dois problemas:

- Como os filtros da wavelet-mãe não são ideais, algumas informações importantes para a detecção do CCEE poderão, então, estar presentes em dois níveis subsequentes e, assim, dificultar ou até mesmo comprometer o diagnóstico. Por exemplo, na configuração de parâmetros $ordem = 7$, $fator_{N^o Ciclos} = 7$ e $fator_{fs_desejada} = 9$, que apresenta baixo percentual de acerto, as frequências de acionamento (4,4 Hz e 4,5, Hz) estão contidas no nível 6 de decomposição, entre os limiares 4,3597 Hz e 8,7193 Hz. Entretanto, nota-se, pelos gráficos da Figura 70, que tanto o nível 6 quanto o nível 7 possuem um alto valor de energia. O problema neste caso é que, se este nível que também contém um alto valor de energia for sucessor daquele de maior energia (Figura 70 b, c, d, f), ele não será selecionado pelo método de seleção para compor o índice de detecção, de forma que informações importantes para a detecção de falha não serão utilizadas para realizar o diagnóstico.
- Tornando-se o motor desequilibrado devido à falha, os componentes harmônicos característicos do CCEE terão amplitudes diferentes em cada uma das fases, uma vez que a falha não afeta todas elas com a mesma intensidade. Em vista disso, se a frequência fundamental estiver próxima dos limiares dos níveis de decomposição, o nível de maior energia em alguma das fases pode ser diferente, como, por exemplo, na configuração de

parâmetros $ordem = 7$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 7$ e $fator_{fsdesejada} = 9$, que, no caso de 2% de falha, o nível de maior energia da fase A é o 6 e, das fases B e C, é o 7. Já no caso de 6% de falha, o nível de maior energia das fases A e C é o 6, enquanto que o da fase B é o 7. Como o método de seleção de níveis proposto (seção 4.3.3) pode ser aplicado em uma fase aleatória, se o nível de maior energia for diferente nas fases A, B e C, então em alguma das fases os níveis não serão selecionados corretamente. Por exemplo, na condição de 2% de falha, se o método de seleção é aplicado na fase A, os níveis 7, 6 e 5 serão selecionados, o que coincidentemente corresponde aos maiores níveis de energia das três fases. Por outro lado, se a fase B ou C é escolhida para a aplicação do método de seleção, os níveis 6, 5 e 4 serão selecionados e, assim, parte das informações das fases B e C, além de grande parte das informações na fase A, não serão utilizadas, pois também estão no nível 7.

Quanto à configuração dos parâmetros $ordem = 7$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 7$ e $fator_{fsdesejada} = 11$, as frequências de acionamento (4,4 Hz e 4,5, Hz) estão contidas no nível 7 de decomposição, cujos limiares são 2,6537 Hz e 5,3074 Hz. Neste caso, como a frequência fundamental está centralizada no nível de energia que a contempla, em todos os gráficos da Figura 70 o nível de maior energia é o mesmo em todas as fases. Além disso, o nível de decomposição sucessor (nível 8) possui baixo valor de energia e, portanto, provavelmente, com os níveis de energia selecionados para compor o índice de detecção, nenhuma informação deixará de ser usada para o diagnóstico. Já na configuração de parâmetros $ordem = 7$ e $fator = 7$, em que as frequências de acionamento estão contidas no nível 6 de decomposição entre os limiares 3,4877 Hz e 6,9754 Hz, nota-se que o nível de maior energia é também o mesmo em todas as fases. Entretanto, como o nível sucessor (nível 7) possui algum nível de energia e não será selecionado para compor o índice de detecção, pode ser que algumas informações não estejam sendo utilizadas e, portanto, pode haver uma redução na capacidade de detecção do método.

Na prática, ambas dificuldades supracitadas se misturam, de forma que, mesmo ao se aumentar a frequência de amostragem, e portanto, a qualidade do sinal, se o comportamento da distribuição da energia for parecido com o exemplo mostrado ao se adotar os parâmetros $ordem = 7$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 7$ e $fator_{fsdesejada} = 9$, o percentual de acerto do método pode reduzir. Deste modo, acredita-se que o fato do método apresentar ou não um bom desempenho geral foi devido a quantas vezes, ao longo das diversas condições de operações avaliadas, a configuração dos parâmetros escolhidos resultou em condições “mais adequadas” para a DF, como ilustrada pelo exemplo

$ordem = 7$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 7$ e $fator_{fs_{desejada}} = 11$, ou em condições “menos adequadas”, como aquela mostrada no exemplo $ordem = 7$, $fator_{N^{\circ}Ciclos} = 7$ e $fator_{fs_{desejada}} = 9$.

7.3.1 Alternativas para a Solução do Problema em Discussão

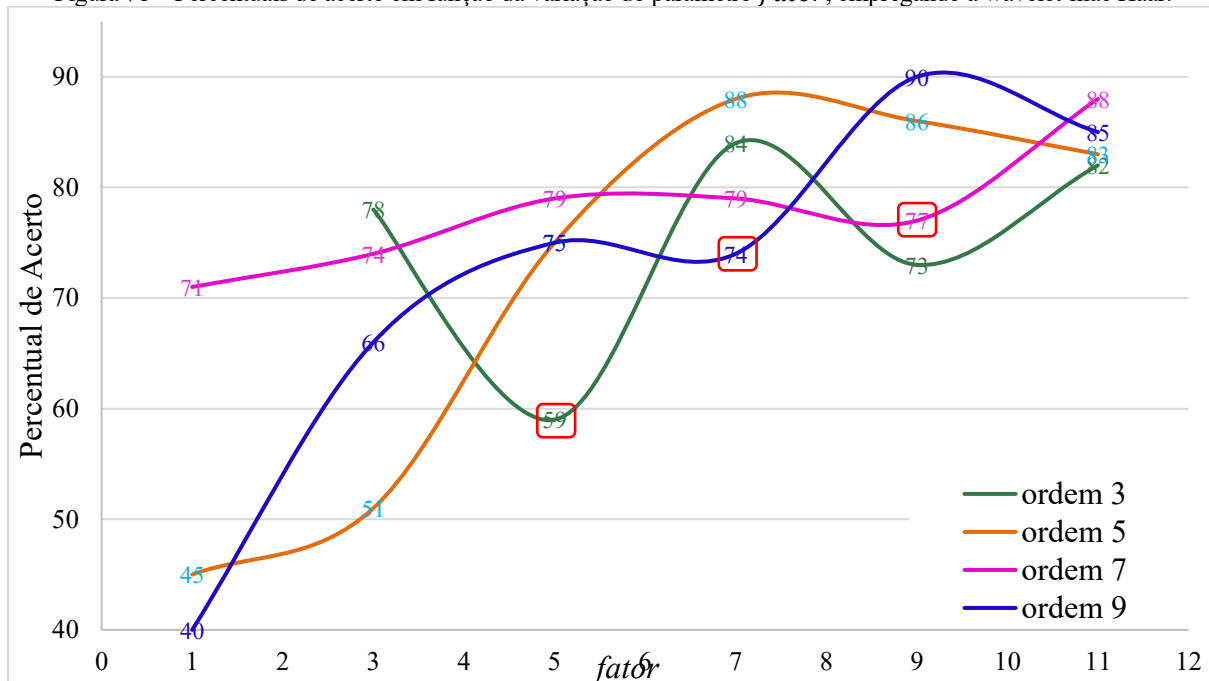
A fim de tentar eliminar ou, pelo menos, minimizar os pontos onde os percentuais de acertos diminuem drasticamente (mostrados na Figura 67) e o seu comportamento “oscilatório” (Figura 69), sugere-se que seja adotada a wavelet-mãe Harr (db1), pelo fato de seus filtros apresentarem uma banda de transição bem menor, ou seja, atingem a banda de corte mais rapidamente do que a wavelet-mãe Daubechies 2 (db2). Resultados análogos aos anteriores, porém adotando-se a wavelet-mãe Harr, são apresentados nas Figuras 71 e 72. Nota-se pela Figura 71 que, comparado à Figura 67, considerando o parâmetro $ordem$ como 7 e 9, nos pontos em destaque, a redução nos percentuais de acerto ao se aumentar o parâmetro $fator$ é menor utilizando a wavelet-mãe Haar do que a db2. Quanto ao parâmetro $ordem = 5$, a redução nos percentuais de acerto ao se aumentar o parâmetro $fator$ é maior utilizando a wavelet-mãe Haar do que a db2. Já comparando a Figura 72 à Figura 69, observa-se que, embora em alguns casos a diferença entre os valores mínimos e máximos dos percentuais de acerto tenham diminuído, o comportamento oscilatório ainda existe. De um modo geral, observa-se que adotar uma wavelet-mãe com uma banda de transição menor pode, em alguns casos, melhorar os resultados, mas não soluciona completamente o problema.

Ainda na tentativa de melhorar a variação da assertividade do método em função da frequência de amostragem, sugere-se modificar o método de seleção de níveis *CompSeq* compacto, proposto na seção 4.3.3. O método *CompSeq* compacto, da forma proposta originalmente, se baseia apenas na determinação/seleção do nível correspondente ao máximo valor da energia e na seleção dele próprio e dos dois níveis antecessores, os quais correspondem à região de subida da curva de distribuição de energias. Além disso, como não se sabe qual fase foi acometida pelo CCEE, este método pode ser aplicado aleatoriamente em qualquer uma das três fases do motor. Para o método *CompSeq* compacto modificado, sugere-se duas adaptações:

- Caso o nível sucessor daquele de máxima energia tenha um alto valor de energia, isto é, caso ele seja maior que o segundo antecessor daquele de maior energia, então os níveis selecionados devem ser o de maior valor de energia e o seu respectivo antecessor e sucessor (ou seja, devem ser selecionados os 3 níveis de maior energia). Por exemplo, na Figura 70b, com o método *CompSeq* compacto modificado, os níveis selecionados são 6, 7 e 5 ao invés de 6, 5 e 4, como seria feito no *CompSeq* compacto inicialmente proposto.

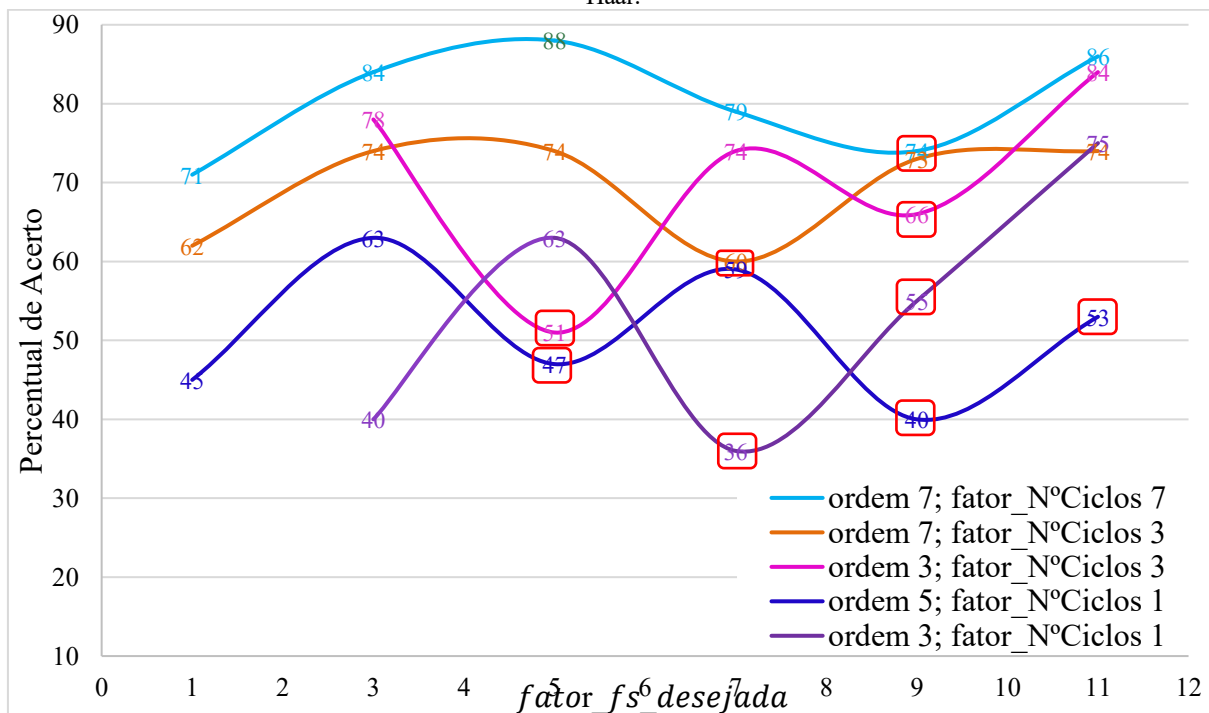
O método deve ser aplicado individualmente em cada uma das fases, ou seja, os níveis de energia de cada fase serão selecionados a partir do seu respectivo nível de maior energia.

Figura 71 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro *fator*, empregando a wavelet-mãe Haar.



Fonte: Próprio autor.

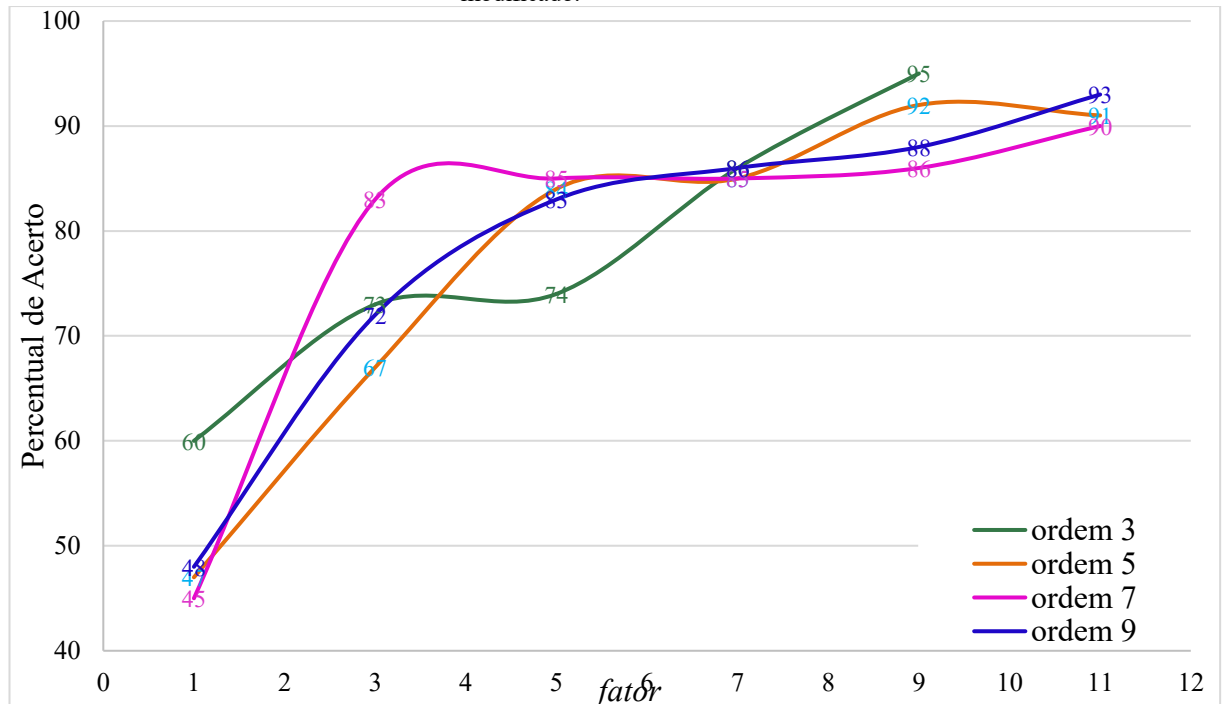
Figura 72 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro *fator_{fs_desejada}*, empregando a wavelet-mãe Haar.



Fonte: Próprio autor.

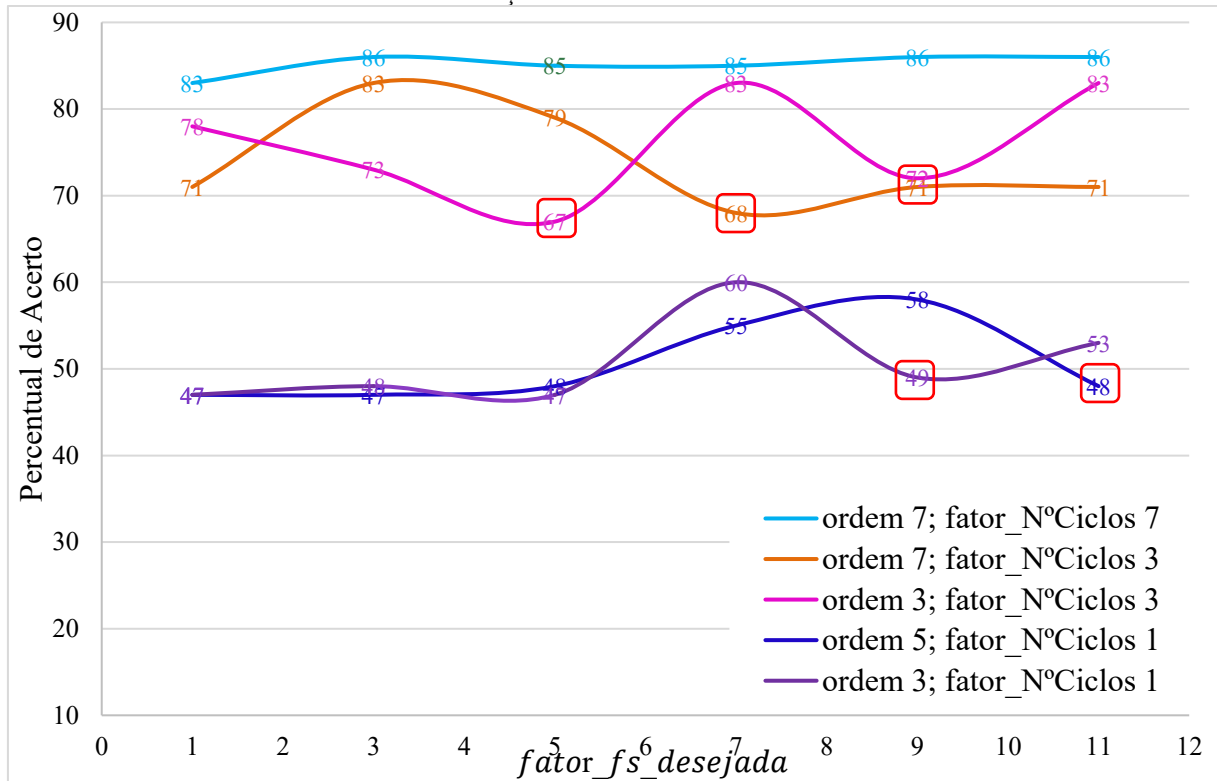
As Figuras 73 e 74 ilustram os resultados obtidos utilizando-se o método *CompSeq* compacto modificado. Nota-se que, comparado às Figuras 71 e 67, não houve variação redução drástica nos percentuais de acerto ao se aumentar o parâmetro *fator*. Já no que diz respeito a variação apenas do parâmetro *fator_{fs_desejada}*, nota-se, pela Figura 74 que, comparada às Figuras 69 e 72, a diferença entre os valores mínimo e máximo dos percentuais de acerto é ainda menor, apresentando um comportamento oscilatório mais sutil. Outro fato interessante de se observar é que, tal como mencionado anteriormente, as curvas que representam os resultados nas condições em que o *fator_{NºCiclos}* = 1 (curvas azul escuro e roxo) oscilam, mesmo que de forma mais suave, entre valores menores; contudo, à medida em que se aumenta o parâmetro *fator_{NºCiclos}*, os resultados tendem a variar em torno de valores maiores. Este comportamento corrobora com os resultados apresentados na Figura 68, mostrando que, quanto maior o comprimento da janela do sinal observado, melhor tende a ser o desempenho do método. Entretanto, espera-se que a partir de uma determinada qualidade do sinal (comprimento da janela do sinal e frequência de amostragem), o método atinja uma estabilidade em percentual de acerto, correspondente ao máximo do seu desempenho.

Figura 73 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro *fator* empregando o método de seleção de níveis modificado.



Fonte: Próprio autor.

Figura 74 – Percentuais de acerto em função da variação do parâmetro $fator_{fs_desejada}$ empregando o método de seleção de níveis modificado.



Fonte: Próprio autor.

Por fim, na sequência são apresentadas outras alternativas, propostas neste trabalho, para minimizar o problema em foco:

- Combinar as duas soluções avaliadas neste capítulo, ou seja, avaliar os resultados utilizando a wavelet-mãe Harr e o método de seleção de níveis *CompSeq* compacto modificado, ao invés da wavelet-mãe db2 e o método de seleção de níveis *CompSeq*, como apresentado.
- Sendo conhecida, para qualquer condição de operação, a frequência de acionamento e a respectiva frequência de amostragem requerida, é possível calcular os limiares dos níveis de decomposição e então verificar se a frequência de acionamento está próxima dos limiares ou centralizada entre eles. Isto posto, caso esteja próxima dos limiares, propõe-se ajustar os limiares do respectivo nível para que frequência de acionamento fique centralizada no nível de decomposição que a contempla e, a partir de então, calcular, pelo processo inverso, qual seria a frequência de amostragem adequada para tal.
- Utilizar uma técnica híbrida que possa realizar o diagnóstico nas condições de operação em que este método apresentar limitações. Neste caso, deve existir uma estrutura de decisão, utilizando critérios e ponderações definidos, que atua de forma a compor a saída

do sistema de monitoramento e diagnóstico. Uma vez que um ou outro método (o proposto neste trabalho ou aquele que for implementado em paralelo) pode apresentar limitações em alguma região operacional específica, um maior peso será atribuído à saída do outro método, favorecendo a qualidade do diagnóstico realizado.

7.3.2 Escolha dos Melhores Parâmetros para a Aquisição do Sinal

Ainda que mais estudo deva ser realizado a fim de encontrar a maneira ideal para definir o comprimento da janela de observação e a frequência de amostragem adequada do sinal de corrente a ser utilizado para o monitoramento do motor, foi realizada uma análise destas variáveis a partir das condições avaliadas nas Tabelas 43 a 57. Nas Figuras 67, 68 e 69, foram destacados alguns pontos, na região superior esquerda do gráfico (destacados com círculo azul), que denotam uma região onde método atingiu um percentual de acerto aceitável (acima de 80%) e os fatores que foram variados (*ordem*, $fator_{f_{s_desejada}}$ e $fator_{N^{\circ}Ciclos}$) possuem valores baixos. Logo, estes podem ser opções de uma boa relação de compromisso entre assertividade e qualidade do sinal analisado. Entretanto, apenas pela análise do gráfico não é possível saber, exatamente, quais são a frequência de aquisição e o comprimento da janela do sinal necessários.

Para este fim, a Tabela 59 contempla, dentre todos os resultados apresentados nas Tabelas 43 a 57, apenas as condições que apresentaram percentuais de acerto acima de 80%. As condições destacadas em sombreado azul são aquelas nas quais a combinação de parâmetros utilizados exigiu uma frequência de aquisição ($f_{s_desejada}$) menor que 5 KHz (que corresponde à frequência de chaveamento do conversor). Dentre as condições selecionadas, aquelas que apresentaram comprimento da janela de observação do sinal menor do que 20 s estão destacadas em verde. Deste modo, as combinações dos parâmetros que estão destacadas em verde e sombreadas em azul são aquelas que apresentaram as melhores relações de compromisso entre assertividade do método de detecção e esforço computacional, ou seja, assertividade acima de 80%, frequência de aquisição menor que 5 KHz e o comprimento da janela de observação do sinal menor que 20 segundos.

Tabela 59 – Condições com percentuais de acerto e parâmetros de aquisição aceitáveis.

Tabela Correspondente	ordem	fator _{f_sdesejada}	fator _{NºCiclos}	Maior freq. de acionamento [62,8 Hz]			Menor freq. de acionamento [3,3 Hz]			Nº de ciclos mínimo	Nº de ciclos usados	Nº de decomposições		1%	2%	4%	6%	Acerto Total
				f _s desejada [KHz]	f _s real [KHz]	Comprimento [s]	f _s desejada [Hz]	f _s real [Hz]	Comprimento [s]			L _{max}	n					
34	5	9	9	5,65	5,20	1,43	297	294,8	27,27	10	90	7,49	7	80	88	100	100	92
15	7	3	11	2,63	2,60	1,92	138,6	138,27	36,66	11	121	6,39	6	76	92	100	100	92
54	5	1	11	0,628	0,625	1,92	33	33,03	36,66	11	121	4,32	4	76	92	100	100	92
35	7	11	11	9,67	7,81	1,92	508,2	504,0	36,66	11	121	8,26	8	72	92	100	100	91
15	7	3	9	2,63	2,60	1,57	138,6	138,27	30	11	99	6,39	6	80	84	100	100	91
54	5	1	9	0,628	0,625	1,57	33	33,03	30	11	99	4,32	4	72	88	100	100	90
36	9	11	11	12,43	15,62	1,57	653,4	651,0	30	9	99	8,62	9	76	80	100	100	89
52	3	3	9	1,13	1,11	1,71	59,4	59,41	32,72	12	108	5,16	5	60	96	100	100	89
36	9	9	9	10,17	7,81	1,57	534	538,7	30	11	99	8,33	8	80	76	100	96	88
12	7	7	9	6,15	5,20	1,28	323,4	325,52	24,545	9	81	7,61	8	72	84	96	96	87
12	7	7	11	6,15	5,20	1,57	323,4	325,52	30	9	99	7,61	8	68	84	100	100	88
13	7	11	7	9,67	7,81	1,22	508,2	504,03	23,33	11	77	8,26	8	68	88	96	96	87
54	5	1	7	0,62	0,62	1,22	33	33,03	23,33	11	77	4,32	4	64	88	100	96	87
35	7	5	5	4,39	3,90	0,95	231	229,7	18,18	12	60	7,12	7	68	88	92	96	86
16	3	7	7															
13	7	3	7	2,63	2,60	1,22	138,6	138,27	23,33	11	77	6,39	6	60	88	96	100	86
15	7	3	7															
52	3	3	7	1,13	1,11	1,33	59,4	59,41	25,45	12	84	5,16	5	60	88	100	96	86
53	3	11	3	4,14	3,90	0,62	217,8	217,01	11,81	13	39	7,04	7	88	76	92	88	86
34	5	7	7	4,39	3,90	1,33	231	229,7	25,45	12	84	7,12	7	60	80	100	100	85
13	7	5	7															
16	3	9	9	3,39	3,12	1,28	178,2	177,56	24,54	9	81	6,75	7	64	80	96	96	84
35																		
12	7	7	7	6,15	5,20	1,00	323,4	325,5	19,09	9	63	7,61	8	60	88	92	96	84
13																		
15	7	3	5	2,63	2,60	0,87	138,6	138,27	16,66	11	55	6,39	6	60	84	96	96	84
52	3	3	5	1,13	1,11	0,95	59,4	59,41	18,18	12	60	5,16	5	60	88	92	96	84
54	5	1	5	0,628	0,625	0,87	33	33,03	16,66	11	55	4,32	4	68	84	88	96	84
36	9	5	5	5,65	5,20	0,79	297	294,8	15,15	10	50	7,49	7	56	92	92	92	83
35	7	3	3															
15	7	3	3	2,63	2,60	0,52	138,6	138,27	10	11	33	6,39	6	72	80	84	96	83
51	7	3	3															
53	3	7	3															
34	5	5	5	3,14	3,12	0,71	165	164,4	13,63	9	45	6,64	7	60	84	92	92	82
51	7	5	3	4,39	3,90	0,57	231	229,77	10,90	12	36	7,12	7	72	72	88	96	82
34	5	11	11	6,90	7,81	1,40	363	363,3	26,66	8	88	7,78	8	60	84	80	100	81

Fonte: Próprio autor.

Por fim, dentre essas condições selecionadas, sugere-se que adotar o conjunto de parâmetros $ordem = 5$, $fator_{f_s_desejada} = 1$ e $fator_{N^\circ Ciclos} = 5$, destacado em sombreado verde na Tabela 59, seja a opção mais atraente a ser utilizada para a implementação da técnica de detecção de CCEE

incipiente. É interessante observar que: (i) O emprego de $ordem = 5$ é coerente com a teoria, uma vez que os primeiros componentes de ordem ímpar possuem as maiores amplitudes e carregam informação sobre a falha (3° e 5° , principalmente) (JOKSIMOVIC; PENMAN, 2000); (ii) $fator_{fs_desejada} = 1$ indica que a frequência de amostragem necessária foi apenas aquela determinada pelo teorema de Niquist; (iii) $fator_{N^\circ Ciclos} = 5$ corrobora com os resultados apresentados na Figura 68, de que a melhora na assertividade tende a ser mais acentuada para valores menores de $fator_{N^\circ Ciclos}$ (1, 3 e 5), sendo que, a partir deste valor, o aumento no percentual de acerto em função do comprimento da janela do sinal tende a ser mais sutil. Contudo, tal questão merece maior atenção e deve ser avaliada mais criteriosamente pelos especialistas da área de sistemas embarcados/programação em DSPs.

7.4. Conclusões

Neste capítulo, a fim de apresentar uma validação experimental definitiva da capacidade de detecção da metodologia de DF proposta neste trabalho, foram realizadas três novas análises: (i) avaliação do impacto do ruído presente no sinal adquirido na qualidade do diagnóstico; (ii) caracterização do desempenho do método proposto com relação à localização da falha no enrolamento; (iii) estudo sobre a assertividade do método de detecção em função da frequência de amostragem e do comprimento da janela do sinal analisado, a fim de definir seus valores mais adequados. Considerando os estudos realizados, as principais conclusões obtidas foram:

- Com relação à robustez do método detecção de falhas proposto em relação ao ruído, observou-se que ele é robusto ao ruído proveniente do sistema de aquisição, independentemente do índice de detecção empregado (Beta ou Gama). Entretanto, adotando-se o índice Beta, a faixa de variação no percentual de acerto, para mais ou para menos, é menor, provando sua maior robustez.
- Quanto à localização das espiras em curto (ao longo do enrolamento do estator), mesmo que entre falhas similares o método tenha apresentado alterações em seu percentual de acerto, observou-se que o método se aplica à detecção de falha nas três fases e apresenta, para diferentes condições de carga e velocidade, assertividade entre 53% e 66% na (difícil) detecção de falhas em 1% das espiras.
- No que diz respeito à assertividade do método de detecção em função da frequência de amostragem e do comprimento da janela do sinal analisada, observou-se que, a partir de um determinado valor do $fator$, o método de detecção de falhas apresenta variações

menores em seu percentual de acerto, atingindo certa estabilidade em sua sensibilidade com relação à qualidade do sinal. Entretanto, para determinados valores de frequência de amostragem, a assertividade do método de detecção apresentou uma redução considerável.

- Na análise do desempenho do método em função do comprimento da janela do sinal e da frequência de amostragem empregada, observou-se que a assertividade do método melhora conforme se aumenta o comprimento da janela do sinal utilizada. Já com relação ao aumento da frequência de amostragem, a assertividade do método apresentou um comportamento oscilatório. Tal comportamento está relacionado com a localização da frequência de acionamento entre os limiares de frequência do nível de decomposição que a contempla, isto é, se a frequência de acionamento está mais centralizada ou mais próxima dos limiares do nível de decomposição.
- A fim de se tentar contornar ou minimizar o comportamento oscilatório do desempenho do método em função da frequência de amostragem, duas abordagens foram avaliadas: (i) substituindo-se a wavelet-mãe db2 pela Harr, a diferença entre os valores mínimos e máximo dos percentuais de acerto diminuiu, mas o comportamento oscilatório ainda existe; (ii) com uma modificação no método de seleção de níveis *CompSeq* compacto, a oscilação se tornou mais suave. Além destas, outras três alternativas foram propostas.
- Por fim, foi indicada a configuração de parâmetros (*ordem*, $fator_{fs_desejada}$ e $fator_{N^{\circ}Ciclos}$,) para a definição do comprimento da janela de observação e da frequência de acionamento do sinal de corrente que se mostraram, dentre as condições avaliadas, a mais atraente a ser utilizada para a implementação da técnica de detecção de falhas proposta. Entretanto, apontou-se a necessidade de que mais estudos precisam ser realizados a fim de aprimorar a estratégia para determinar os parâmetros ideais.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DO TRABALHO

8.1. Conclusões Finais

Este trabalho, apresenta uma discussão detalhada sobre os fenômenos relativos ao acionamento de motores por FOC que impactam as grandezas relacionadas ao CCEE incipiente e dificultam a sua detecção. O método de detecção aqui proposto é apropriado para a aplicação prática em uma planta industrial, uma vez que é computacionalmente leve e requer apenas sinais de corrente já medidos e utilizados pela própria estrutura do controle, se mostrando adequado para uma implementação *on-line* e incorporado no DSP do conversor de frequência.

Posteriormente à uma análise abrangente da distribuição de energia do sinal de corrente, propôs-se um método para a seleção dos níveis de decomposição da DWT capaz de eleger aqueles mais adequados para a detecção e monitoramento da progressão do CCEE. Tal método é baseado apenas na comparação sequencial da distribuição de energia da DWT e não requer dados de treinamento ou conhecimento prévio sobre o motor. Ademais, foi apresentado, também, um procedimento para a automatização dos parâmetros envolvidos na aplicação da DWT de acordo com a frequência de acionamento em cada condição de operação.

Para a seleção dos níveis de decomposição da DWT a serem utilizados na elaboração de um índice de DF, foi proposto o método *CompSeq*, o qual é simples de executar e exige menos memória e custo computacional. Por conseguinte, o índice Beta de detecção foi confrontado com o índice Gama quanto à sua aplicação para a detecção de falhas DF, frente a diferentes condições operacionais (velocidade, carga e severidade da falha). Ainda que a tendência de comportamento obtida entre os dois métodos seja semelhante, o índice Beta, aqui proposto, apresenta uma performance significativamente melhor, ou seja, é mais sensível à falha e mais robusto aos mecanismos de reação do controle à falha. Utilizando o índice Beta, houve uma melhora na sensibilidade do diagnóstico de falhas nas condições de operação de baixo carregamento e, também, com velocidade reduzida, além de melhora na assertividade do diagnóstico com apenas 1% das espiras em curto. Todavia, melhorias na metodologia ainda são necessárias para a DF em condições de apenas 1% das espiras curto circuitadas, de especialmente para condições de baixa velocidade, cabendo ressaltar que tais cenários são bastante complexos no processo de detecção. Além disso, ajustes ainda são necessários a fim de reduzir sua dependência com relação à variação da carga acoplada ao eixo do motor. Por conseguinte, o desempenho da metodologia de DF foi avaliado também para o controle V/f, sendo os resultados

obtidos comparados àqueles provenientes da operação sob FOC. Nesse aspecto, observou-se, de forma clara e direta, que os mecanismos de reação do controle influenciam o desempenho do método de detecção. O Beta, diferentemente do índice de detecção Gama, apresenta um percentual de acerto próximo àquele de quando o motor está sob controle escalar, devido à sua robustez frente aos mecanismos de reação do controle à falha. Assim, apresenta maior assertividade, em ambos os acionamentos.

Por fim, foram realizadas novas análises a fim de avaliar possíveis dificuldades de implementação da metodologia no conversor de frequência, considerando tanto as limitações do DSP e quanto o comportamento da metodologia frente a possíveis cenários encontrados na prática. Quanto ao ruído presente no ambiente industrial e a diferentes posicionamentos da falha no enrolamento observou-se que índice Beta é robusto ao ruído proveniente do sistema de aquisição e que, mesmo que entre falhas similares, porém localizadas em diferentes regiões no enrolamento, o método tenha apresentado alterações em seu percentual de acerto, o método se aplica à detecção de falha nas três fases. Já com relação a frequência de amostragem e do comprimento da janela do sinal analisado, observou-se que, a partir de uma determinada qualidade do sinal (frequência de amostragem e do comprimento da janela do sinal analisado), o método de detecção de falhas apresenta variações menores em seu percentual de acerto, atingindo certa estabilidade em sua sensibilidade com relação à qualidade do sinal. Entretanto, para determinados valores de frequência de amostragem, a assertividade do método de detecção apresentou uma redução considerável. Posteriormente, observou-se por uma profunda investigação que o comportamento inesperado está relacionado com a localização da frequência de acionamento entre os limiares de frequência do nível de decomposição que a contempla. A fim de se tentar contornar ou minimizar o comportamento do desempenho do método em função da frequência de amostragem, foi avaliado substituir a wavelet-mãe db2 pela Harr e uma modificação no método de seleção de níveis *CompSeq* compacto. Além destas, outras três alternativas foram propostas. Por último, foi indicado o comprimento da janela de observação e da frequência de acionamento do sinal de corrente que se mostraram, dentre as condições avaliadas, a mais atraente a ser utilizada para a implementação da técnica de detecção de falhas proposta, ressaltando-se a necessidade de que mais estudos precisam ser realizados a fim da determinação definitiva dos parâmetros ideais.

8.2. Propostas de Continuidade do Trabalho

As propostas para a continuidade do trabalho são conforme a seguir descrito.

- **Aplicação da técnica atual em motores de maior potência:** Atualmente a técnica foi simulada e validada para um motor de 1 cv. É interessante que seja realizadas simulações computacionais a fim de avaliar o comportamento e aplicabilidade da metodologia de DF em motores de faixas de maiores potências.
- **Avaliar a técnica atual quanto à resistência de falha:** Assim como o percentual de espiras em falha, a resistência do loop de falha é um parâmetro direto para indicar a severidade da falha e pode ser um indicador que representa a evolução do processo de degradação da isolamento das espiras. Portanto, pode ser utilizado para fins de detecção da falha. Até o momento, a técnica foi avaliada considerando curto franco entre as espiras, isto é, resistência de falha igual a zero. Deste modo, propomos avaliar a técnica atual, apenas em caráter experimental, no que diz respeito a detecção e monitoramento da evolução da falha considerando apenas a variação da resistência no loop de falha de um mesmo percentual de espiras em curto-circuito.
- **Metodologia automatizada para a emissão do diagnóstico:** Para o diagnóstico e monitoramento da evolução da falha por meio do índice Beta é necessário o monitoramento contínuo de um especialista para acompanhar as alterações do índice e indicar se há ou não uma falha na máquina. Assim, elaborar um sistema de decisão automatizado que seja capaz de analisar os índices Betas e emitir um alarme quando uma falha for detectada, além de facilitar o monitoramento pode evitar falsos diagnósticos e assim aumentar a confiabilidade do método de monitoramento. Tal sistema de decisão automatizado deve ser capaz de diferenciar as alterações no índice Beta que são provocadas pela falha daquelas provenientes de variações no torque e na velocidade de operação. Nesta etapa, se necessário, ajustes em sua rotina devem ser realizados.
- **Caracterização do desempenho da técnica frente a outras falhas:** O índice Beta foi proposto baseado no comportamento da energia wavelet proveniente de falha de curto-circuito entre espiras. Entretanto sabe-se que outras falhas podem ocorrer no motor, portanto, é conveniente caracterizar o desempenho da técnica proposta frente a outros tipos de falhas como, por exemplo, barras quebradas, desalinhamento, desbalanceamento, folga mecânica. Deste modo, é interessante avaliar como o método de detecção proposto irá se comportar caso alguma destas outras falhas ocorra simultaneamente à falha de curto-circuito entre espiras.
- **Estimação da vida útil remanescente do motor:** Embora possa ser um objetivo utópico, a estimação da vida útil remanescente do motor quando este começa a desenvolver uma

falha nos enrolamentos do estator seria um grande avanço para a indústria. No entanto, as diferenças existentes na construção dos motores de indução e diferentes condições de operação, combinadas com a variabilidade dos processos de degradação que ocorrem dentro do motor, tornam bastante difícil uma quantificação da sua vida útil após o diagnóstico de uma falha mesmo que ainda em estágio incipiente. Uma análise estatística dos valores dos indicadores da avaria e fatores de severidade definidos, obtidos ao longo de vários anos de funcionamento de diferentes motores, podem revelar alguns aspectos úteis a esta quantificação.

- **Estimação de parâmetros:** A estimação de parâmetros de falha, como por exemplo, o número de espiras em curto-circuito (μ) e a resistência do loop de falha (R_f) são bons indicativos da severidade da falha, permitindo então, por meio de uma interface com o operador, uma descrição completa da falha para acompanhar a condição (degradação do motor) do motor. Além disso, podem ser uma ligação entre o processo de detecção de falha e a estimação da vida útil remanescente do motor. Com a técnica de estimativa de parâmetros bastante aprimorada, um modelo de degradação com base nas estimativas dos parâmetros da falha e nos instantes de ocorrência e progressão da falha pode ser bastante aprimorado.
- **Controle tolerante a falhas:** Do ponto de vista das aplicações críticas de segurança e em aplicações perturbações dos acionamentos do motor de indução provocadas pela falha não são aceitáveis é vital garantir uma operação estável do conversor mesmo durante falhas da máquina, ou seja, é conveniente que o controle seja tolerante a falhas e ajuste suas ações para permitir uma operação contínua mesmo sob a presença de falhas, garantindo a estabilidade e disponibilidade das máquinas elétricas, para manter a produtividade e confiabilidade do sistema. Um sistema de controle com uma abordagem tolerante a falhas pode ser alcançado usando uma estratégia que detecte falhas entre espiras no enrolamento do estator, identifique a gravidade da falha e melhore o seu desempenho na presença de falha.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CULBERT, I. M.; LLOYD, B.; STONE, G. **Stator insulation problems caused by variable speed drives**. 2009 Conference Record PCIC Europe. **Anais...IEEE**, 2009.

DE ANGELO, C. et al. Model based stator fault detection in induction motors. **IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)**, n. 2, p. 1095–1100, 2006. <https://doi.org/10.1109/IECON.2006.347895>

DEVANNEAUX, V. et al. An accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults. **Mathematics and Computers in Simulation**, v. 63, n. 3–5, p. 377–391, 2003. [https://doi.org/10.1016/S0378-4754\(03\)00083-1](https://doi.org/10.1016/S0378-4754(03)00083-1)

DINARDO, G.; FABBIANO, L.; VACCA, G. A smart and intuitive machine condition monitoring in the Industry 4.0 scenario. **Measurement: Journal of the International Measurement Confederation**, v. 126, n. January, p. 1–12, 2018. <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2018.05.041>

DUAN, F.; ZIVANOVIC, R. A model for induction motor with stator faults. **2012 22nd Australasian Universities Power Engineering Conference: “Green Smart Grid Systems”, AUPEC 2012**, p. 1–5, 2012.

DUPRÉ, L.; CREVECOEUR, G. The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering. **COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**, v. 33, n. 3, 2014.

ELBOUCHIKHI, E. et al. Generalized likelihood ratio test based approach for stator-fault detection in a PWM inverter-fed induction motor drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 8, p. 6343–6353, 2019. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2875665>

ELDEEB, H. H. et al. **On-line monitoring of stator inter-turn failures in DTC driven asynchronous motors using mathematical morphological gradient**. Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC. **Anais...IEEE**, 2019. <https://doi.org/10.1109/APEC.2019.8721967>

ELDEEB, H. H. et al. Differential Mathematical Morphological-Based Online Diagnosis of Stator Interturn Failures in Direct Torque Control Drive Systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 56, n. 6, p. 6272–6285, 2020. <https://doi.org/10.1109/TIA.2020.3019779>

ELDEEB, H. H.; BERZOY, A.; MOHAMMED, O. **Comprehensive Investigation of Harmonic Signatures Resulting from Inter-Turn Short-Circuit Faults in DTC Driven IM Operating in Harsh Environments**. Proceedings - 2018 23rd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2018. **Anais...IEEE**, 2018. <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8507251>

ELDEEB, H. H.; BERZOY, A.; MOHAMMED, O. Stator Fault Detection on DTC-Driven IM via Magnetic Signatures Aided by 2-D FEA Co-Simulation. **IEEE Transactions on**

Magnetics, v. 55, n. 6, p. 1–5, 2019. <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2892707>

ELDEEB, H. H.; ZHAO, H.; MOHAMMED, O. Wavelet Transformation-Based Diagnosis of Turn-to-Turn Faults in Vector Control Drive system. **IEEE ECCE Conference Record**, p. 339–344, 2019. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8912295>

ELDEEB, H. H.; ZHAO, H.; MOHAMMED, O. **Effect of Stator's Insulation Failure on the Performance of Motor Drive system**. International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES). **Anais...**2020a. <https://doi.org/10.23919/ACES49320.2020.9196081>

ELDEEB, H. H.; ZHAO, H.; MOHAMMED, O. A. Power Losses and Magnetic Flux Analysis of Vector Controlled Induction Motor with Stator Turn-to-Turn Fault. **Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC**, v. 2020- March, p. 724–728, 2020b. <https://doi.org/10.1109/APEC39645.2020.9124396>

ELDEEB, H. H.; ZHAO, H.; MOHAMMED, O. A. Detection of TTF in Induction Motor Vector Drives for EV Applications via Ostu's-Based DDWE. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 7, n. 1, p. 114–132, 2021. <https://doi.org/10.1109/TTE.2020.3032225>

FENGER, M.; CAMPBELL, S. R.; PEDERSEN, J. Motor winding problems: Caused by inverter drivers. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 9, n. 4, p. 22–31, 2003. <https://doi.org/10.1109/MIA.2003.1206913>

FERNÁNDEZ, V. **Técnicas de detección y diagnóstico de fallos en motores de inducción alimentados por inversor en estado transitorio**. [s.l.] Universidad de Valladolid, 2018.

FERNANDEZ-CAVERO, V. et al. **Fault detection in inverter-fed induction motors in transient regime: State of the art**. IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED). **Anais...**2015. <https://doi.org/10.1109/DEMPED.2015.7303691>

FERNANDEZ-CAVERO, V. et al. **A Comparison of Techniques for Fault Detection in Inverter-Fed Induction Motors in Transient Regime**. IEEE Access. **Anais...**2017. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2702643>

FERREIRA, J. M. DE S. **Modelamento matemático de máquina de indução trifásica sem mancais**. Natal: edurn, 2018.

FILIPPETTI, F. et al. AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 34, n. 1, p. 98–108, 1998. <https://doi.org/10.1109/28.658729>

FROSINI, L.; BASSI, E.; GIROMETTA, L. **Detection of stator short circuits in inverter-fed induction motors**. IECON 2012-38ª Conferência Anual sobre IEEE Industrial Electronics Society. **Anais...**2012. <https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6389555>

FROSINI, L.; ZANAZZO, S.; ALBINI, A. A wavelet-based technique to detect stator faults

in inverter-fed induction motors. **Proceedings - 2016 22nd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2016**, p. 2917–2923, 2016. <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2016.7732938>

GAEID, K. S., & PING, H. W. **Wavelet fault diagnosis of induction motor**. 3. ed. [s.l.] Malaysia: University of Malaya., 2011. v. 3

GALSKI, R. L. **Desenvolvimento de versões aprimoradas, híbridas, paralela e multiobjetivo do método da otimização extrema generalizada e sua aplicação no projeto de sistemas espaciais**. [s.l.] Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2007.

GASTALDINI, C. C. **Controle de Velocidade Sensorless de Motores de Indução Trifásicos Sujeitos a Distúrbios de Torque**. [s.l.] Universidade Federal de Santa Maria (UFSM - RS), 2008.

GO, Y. et al. A new algorithm for analyzing method of electrical faults of three-phase induction motors using duty ratios of half-period frequencies according to phase angle changes. **Lecture Notes in Mechanical Engineering**, p. 303–317, 2017. https://doi.org/10.1007/978-3-319-33581-0_23

GODOY, W. F. et al. Evaluation of stator winding faults severity in inverter-fed induction motors. **Applied Soft Computing Journal**, v. 32, p. 420–431, 2015. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2015.03.053>

GRITLI, Y. et al. Advanced diagnosis of electrical faults in wound-rotor induction machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 9, p. 4012–4024, 2013. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2236992>

GUEDES, A. S. **Estudo e proposição de técnicas para a avaliação do isolamento em motores de indução trifásicos de baixa e média tensão**. [s.l.] Universidade Federal de Minas Gerais, 2018.

HENAO, H. et al. Trends in fault diagnosis for electrical machines: A review of diagnostic techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 2, p. 31–42, 2014. <https://doi.org/10.1109/MIE.2013.2287651>

HOUDOUIN, G. et al. Coupled magnetic circuit modeling of the stator windings faults of induction machines including saturation effect. **Proceedings of the International Conference on Industrial Technology**, v. 1, p. 148–153, 2004. <https://doi.org/10.1109/ICIT.2004.1490273>

HSU, J. S.; MEMBER, S. Monitoring of Defects in Induction Motors Through Air-Gap Torque Observation. v. 31, n. 5, p. 1016–1021, 1995. <https://doi.org/10.1109/28.464514>

IMORU, O. et al. Early Diagnosis of Induction Machine Stator Winding Faults by Discrete Wavelet Transform. **International Journal of Emerging Electric Power Systems**, v. 18, n. 4, p. 1–12, 2017. <https://doi.org/10.1515/ijeeps-2017-0078>

JARDINE, A. K. S.; LIN, D.; BANJEVIC, D. A review on machinery diagnostics and prognostics implementing condition-based maintenance. **Mechanical Systems and Signal**

Processing, v. 20, n. 7, p. 1483–1510, 2006. <https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2005.09.012>

JOKSIMOVIC, G. M.; PENMAN, J. The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 5, p. 1078–1084, 2000. <https://doi.org/10.1109/41.873216>

KARMAKAR, S.; AL., E. **Induction Motor Fault Diagnosis**. 25. ed. [s.l.] London: Springer, 2016. <https://doi.org/10.1007/978-981-10-0624-1>

KECHIDA, R. et al. Discrete wavelet transform for stator fault detection in induction motors. **IEEE SDEMPED Conference Record**, n. 1, p. 104–109, 2015. <https://doi.org/10.1109/DEMPED.2015.7303676>

KHADER, M. BEN; CHAMPENOIS, G.; TNANI, S. Reliable Stator Fault Detection Based on the Induction Motor Negative Sequence Current Compensation Electrical Power and Energy Systems Reliable stator fault detection based on the induction motor negative sequence current compensation. **International Journal of Electrical Power and Energy Systems**, v. 95, n. November, p. 490–498, 2017. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.09.008>

KIM, C. H.; AGGANRVAL, R. Wavelet transforms in power systems. Part 1 General introduction to the wavelet transforms. **Power Engineering Journal**, v. 14, n. 2, p. 81–88, 2000. <https://doi.org/10.1049/pe:20000210>

KRAUSE, P. C. et al. **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. Third Edit ed. [s.l.] John Wiley & Sons, 2013. <https://doi.org/10.1002/9781118524336>

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of electrical machinery and dirve systems**. Second Edi ed. [s.l.] New York: IEEE press, 1986.

LIANG, X.; EDOMWANDEKHOE, K. **Condition monitoring techniques for induction motors**. 2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. **Anais...2017**. <https://doi.org/10.1109/IAS.2017.8101860>

LIRA, M. M. DA S. **Wavelets Na Compactação E Processamento De Sinais De Distúrbios Em Sistemas De Potência Classificados Via Redes Neurais Artificiais**. [s.l.] Universidade Federal de Pernambuco, 2004.

LOISELLE, R.; XU, Z.; VOLOH, I. Essential Motor Health Monitoring. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 24, n. 6, p. 8–13, 2018. <https://doi.org/10.1109/MIAS.2017.2740465>

MALLAT, S. **A wavelet tour of signal processing**. [s.l: s.n.].

MARQUES CARDOSO, A. J.; CRUZ, S. M. A.; FONSECA, D. S. B. Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 3, p. 595–598, 1999. <https://doi.org/10.1109/60.790920>

MESQUITA, A. L. A. et al. Detecção De Falhas Em Rolamentos Usando Transformadas

Tempo-Frequência – Comparação Com. **Mecânica Computacional**, v. XXI, p. 1938–1954, 2002.

MOURTZIS, D. et al. A Cloud-based Approach for Maintenance of Machine Tools and Equipment Based on Shop-floor Monitoring. **Procedia CIRP**, v. 41, p. 655–660, 2016. <https://doi.org/10.1016/j.procir.2015.12.069>

MULLER, M. R. et al. **Industrial Productivity Training Manual**. Annual IAC Director's Meeting, sponsored by DOE/OIT, The State University of New Jersey (Rutgers). **Anais...**1996.

NANDI, S. A detailed model of induction machines with saturation extendable for fault analysis. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 5, p. 1302–1309, 2004. <https://doi.org/10.1109/TIA.2004.834101>

NANDI, S.; TOLIYAT, H. A. Novel frequency-domain-based technique to detect stator interturn faults in induction machines using stator-induced voltages after switch-off. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 1, p. 101–109, 2002. <https://doi.org/10.1109/28.980363>

NAZEMI, M. H.; GALLEHDAR, D.; HAGHJOO, F. A secure and sensitive wavelet transform based technique for stator fault detection in the cases of line-connected and inverter-fed induction machines. **IET Electric Power Applications**, n. January, p. 1–16, 2021. <https://doi.org/10.1049/elp2.12084>

NGUYEN, V. et al. **A closed-form solution to fault parameter estimation and faulty phase identification of stator winding inter-turn fault in induction machines**. IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. **Anais...**2015.

NGUYEN, V. et al. Model-Based Diagnosis and RUL Estimation of Induction Machines under Interturn Fault. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 3, p. 2690–2701, 2017a. <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2669195>

NGUYEN, V. et al. A Method for Incipient Interturn Fault Detection and Severity Estimation of Induction Motors under Inherent Asymmetry and Voltage Imbalance. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 3, n. 3, p. 703–715, 2017b. <https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2726351>

NGUYEN, V. H. **Model-based diagnosis and prognosis of induction motors under stator winding fault**. [s.l.] Scholl of Eletretrical and Electronic Engeneering, 2018.

NÓBREGA SOBRINHO, C. A. **Estudo comparativo de técnicas para diagnótico de falhas em motores de indução trifásicos**. [s.l.] Universidade Federal da Paraíba, 2015.

PANDARAKONE, S. E.; MIZUNO, Y.; NAKAMURA, H. Frequency spectrum investigation and analytical diagnosis method for turn-to-turn short-circuit insulation failure in stator winding of low voltage induction motor. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, v. 23, n. 6, p. 3249–3255, 2016. <https://doi.org/10.1109/TDEI.2016.006095>

PENG, Z. K.; CHU, F. L. Application of the wavelet transform in machine condition monitoring and fault diagnostics: A review with bibliography. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 18, n. 2, p. 199–221, 2004. [https://doi.org/10.1016/S0888-3270\(03\)00075-X](https://doi.org/10.1016/S0888-3270(03)00075-X)

PEREIRA, W. C. D. A. **Controle de velocidade sensorless aplicado ao controle direto de torque da máquina de indução**. [s.l.] Universidade de São Paulo–USP, 2014.

PINEDA-SANCHEZ, M. et al. Partial inductance model of induction machines for fault diagnosis. **Sensors (Switzerland)**, v. 18, n. 7, 2018. <https://doi.org/10.3390/s18072340>

PINHEIRO, D. D. **Controle de velocidade sensorless para motores de indução trifásicos**. [s.l.] Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2014.

PIRES, W. D. L. WEG Guia Técnico - Motores de indução alimentados por conversores de frequência PWM. p. 61, 2006.

PUMA, J. L. A. **Controle Direto de Torque do Motor de Indução Trifásico Usando Controlador Fuzzy Tipo PI Autoajustável**. [s.l.] Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 2010.

REFAAT, S. S.; ABU-RUB, H.; IQBAL, A. **ANN-based system for inter-turn stator winding fault tolerant DTC for induction motor drives**. 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe 2015. **Anais...**2015. <https://doi.org/10.1109/EPE.2015.7309182>

REGINATTO, R. **Controle por campo orientado do motor de indução com adaptação de parâmetros via MRAC**. [s.l.] Universidade Federal de Santa Catarina, 1993.

RIERA-GUASP, M.; ANTONINO-DAVIU, J. A.; CAPOLINO, G. A. Advances in electrical machine, power electronic, and drive condition monitoring and fault detection: State of the art. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 3, p. 1746–1759, 2015. <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2375853>

ROSAL, M. C. F.; PROGRMAÇÃO. **Progrmação não-linear aplicada à otimização de redes pressurizadas de distribuição de água**. [s.l.] Universidade Federal de Pernambuco, 2007.

RYAN, T. **Estatística moderna para engenharia**. [s.l.] Elsevier Brasil, 2009., [s.d.].

SANTIAGO, D. F. DE A.; PEDERIVA, R. **Influência Da Resolução Tempo-Frequência Da Wavelet De Morlet No Diagnóstico De Falhas De Máquinas Rotativas**. Mecânica Computacional V. **Anais...**2003.

SARKAR, S.; PURKAIT, P.; DAS, S. NI CompactRIO-based methodology for online detection of stator winding inter-turn insulation faults in 3-phase induction motors. **Measurement: Journal of the International Measurement Confederation**, v. 182, n. December 2020, 2021. <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2021.109682>

SESHADRINATH, J.; SINGH, B.; PANIGRAHI, B. K. Single-turn fault detection in induction

machine using complex-wavelet- based method. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 6, p. 1846–1854, 2012. <https://doi.org/10.1109/TIA.2012.2222012>

SEVEGNANI, F. X.; PAULO, S. **Análise Da Assinatura Magnética Resultante De Falhas Em Sistemas Elétricos Via Wavelets**. [s.l.] Universidade de São Paulo - USP, 2009.

SHARIFI, R.; EBRAHIMI, M. Detection of stator winding faults in induction motors using three-phase current monitoring. **ISA Transactions**, v. 50, n. 1, p. 14–20, 2011. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2010.10.008>

SIDDIQUI, K. M.; SAHAY, K.; GIRI, V. K. Health Monitoring and Fault Diagnosis in Induction Motor- A Review. **International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering**, v. 3, n. 1, p. 2320–3765, 2014.

SIDDIQUI, K. M.; SAHAY, K.; GIRI, V. K. Stator Inter-turn Fault Detection in Inverter Fed Induction Motor Drives. **International Journal of Applied Power Engineering (IJAPE)**, v. 6, n. 2, p. 90–103, 2017. <https://doi.org/10.11591/ijape.v6.i2.pp90-103>

SINGH, A. et al. A review of induction motor fault modeling. **Electric Power Systems Research**, v. 133, p. 191–197, 2016. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2015.12.017>

SINGH, G. K.; AL KAZZAZ, S. A. S. Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research - A survey. **Electric Power Systems Research**, v. 64, n. 2, p. 145–158, 2003. [https://doi.org/10.1016/S0378-7796\(02\)00172-4](https://doi.org/10.1016/S0378-7796(02)00172-4)

STONE, G. C. et al. **Electrical insulation for rotating machines-design, evaluation, aging, testing, and repair**. 2. ed. Hoboken, NJ: Wiley-IEEE 2014; Hoboken, NJ: Wiley-IEEE 2014, 2004. <https://doi.org/10.1002/9781118886663>

STRANGES, M. K. W.; STONE, G. C.; BOGH, D. L. **IEC 60034-18-41: A New Draft Technical Specification for Qualification and Acceptance Tests of Inverter Duty Motor Insulation**. Record of Conference Papers Industry Applications Society 52nd Annual Petroleum and Chemical Industry Conference. **Anais...**2006.

SUN, W. et al. Convolutional Discriminative Feature Learning for Induction Motor Fault Diagnosis. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 13, n. 3, p. 1350–1359, 2017. <https://doi.org/10.1109/TII.2017.2672988>

TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. IA-22, n. 5, p. 820–827, 1986. <https://doi.org/10.1109/TIA.1986.4504799>

TAKAHASHI, R. H. C. **Otimização Escalar e Vetorial: Conceitos Preliminares**. [s.l.] Notas de aula, 2007.

TALLAM, R. M.; HABETLER, T. G.; HARLEY, R. G. Transient model for induction machines with stator winding turn faults. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 38, n. 3, p. 632–637, 2002. <https://doi.org/10.1109/TIA.2002.1003411>

TALLAM, R. M.; HABETLER, T. G.; HARLEY, R. G. Stator winding turn-fault detection for closed-loop induction motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 3, p. 720–724, maio 2003. <https://doi.org/10.1109/TIA.2003.811784>

TONG, L.; JIN, H. **A novel method for induction motors stator interturn short circuit fault diagnosis by wavelet packet analysis**. IEEE ICEMS Conference Record. **Anais...**2005. <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2005.202969>

TRACHI, Y. et al. A Novel Induction Machine Fault Detector Based on Hypothesis Testing. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 3, p. 3039–3048, 2017. <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2625769>

TSYOKHLA, I.; GRIFFO, A.; WANG, J. B. **On-Line Condition Monitoring for Diagnosis and Prognosis of Insulation Degradation of Inverter-fed Machines**. IEEE Transactions on Industrial Electronics. **Anais...IEEE**, 2018. <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2885740>

WEEKS, M. **Digital Signal Processing Using MATLAB & Wavelets added for testing purpose**. [s.l: s.n.]. v. 102

WOLBANK, T. M.; LOPARO, K. A.; WÖHRNSCHIMMEL, R. Inverter Statistics for Online Detection of Stator Asymmetries in Inverter-Fed Induction Motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 39, n. 4, p. 1102–1108, 2003. <https://doi.org/10.1109/TIA.2003.814576>

WOLKIEWICZ, M. et al. Online stator interturn short circuits monitoring in the DFOC induction-motor drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 4, p. 2517–2528, 2016. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2520902>

WOLKIEWICZ, M.; TARCHAŁA, G.; KOWALSKI, C. T. Stator windings condition diagnosis of voltage inverter-fed induction motor in open and closed-loop control structures. **Archives of Electrical Engineering**, v. 64, n. 1, p. 67–79, 2015. <https://doi.org/10.1515/aee-2015-0007>

YIN, Z.; HOU, J. Recent advances on SVM based fault diagnosis and process monitoring in complicated industrial processes. **Neurocomputing**, v. 174, p. 643–650, 2016. <https://doi.org/10.1016/j.neucom.2015.09.081>

ZHANG, P. et al. A Survey of Condition Monitoring and Protection Methods for Medium Voltage Induction Motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 1, p. 3165–3174, 2009. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2009.5316083>

ZHANG, P. et al. A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 47, n. 1, p. 34–46, 2011. <https://doi.org/10.1109/TIA.2010.2090839>