

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

LUCAS GREMONINI

**MODELAGEM NUMÉRICA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO APLICADO
AO DIAGNÓSTICO DE DEFEITOS EM BARRAS DE ROTOR E ENROLAMENTOS
DE ARMADURA**

CURITIBA

2025

LUCAS GREMONINI

**MODELAGEM NUMÉRICA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO APLICADO
AO DIAGNÓSTICO DE DEFEITOS EM BARRAS DE ROTOR E ENROLAMENTOS
DE ARMADURA**

**Numerical Modeling of a Three-Phase Induction Motor Applied to the Diagnosis
of Rotor Bar and Armature Winding Faults**

Dissertação apresentada como requisito para
obtenção do título de Mestre em Engenharia
Elétrica do Programa de Pós-Graduação em
Sistemas de Energia, da Universidade Tecnológica
Federal do Paraná (UTFPR).

Orientador: Thiago de Paula Machado Bazzo.

Coorientador: João Pedro Assumpção Bastos

Coorientadora: Ângela Paula Barbosa da Silva
Ferreira.

CURITIBA

2025



Esta licença permite compartilhamento do trabalho, mesmo para fins comerciais, sem a possibilidade de alterá-lo, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es). Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Curitiba



LUCAS GREMONINI

MODELAGEM NUMÉRICA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO APLICADO AO DIAGNÓSTICO DE DEFEITOS EM BARRAS DE ROTOR E ENROLAMENTOS DE ARMADURA

Trabalho de pesquisa de mestrado apresentado como requisito para obtenção do título de Mestre Em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR). Área de concentração: Automação E Sistemas De Energia.

Data de aprovação: 07 de Novembro de 2025

Dr. Thiago De Paula Machado Bazzo, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Dr. Angelo Alfredo Hafner, Doutorado - Universidade do Estado de Santa Catarina - Udesc

Dr. Bruno Akihiro Tanno Yamamura, Doutorado - Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Documento gerado pelo Sistema Acadêmico da UTFPR a partir dos dados da Ata de Defesa em 07/11/2025.

AGRADECIMENTOS

Expresso meus sinceros agradecimentos ao Prof. Dr. Thiago de Paula Machado Bazzo, meu orientador, pela orientação criteriosa, pelos ensinamentos transmitidos nas disciplinas cursadas e pela paciência e dedicação ao longo de todo o processo de pesquisa e redação desta dissertação.

Registro minha gratidão ao Prof. Dr. João Pedro Assumpção Bastos, coorientador deste trabalho, pelos valiosos conhecimentos compartilhados nas disciplinas ministradas e pela atenção dedicada às atividades de ensino e pesquisa.

Sou igualmente grato à Prof.^a Dr.^a Ângela Paula Barbosa da Silva Ferreira, coorientadora deste trabalho, pelo acolhimento no Instituto Politécnico de Bragança, pela orientação e pelas contribuições acadêmicas que enriqueceram o desenvolvimento da pesquisa.

Ao Prof. Dr. Bruno Akihiro Tanno Yamamura, manifesto meu reconhecimento pela disponibilidade em compartilhar seus conhecimentos, pela assistência prestada durante a elaboração do modelo simulado e, ainda, pela gentileza em aceitar compor a banca de avaliação da qualificação e da defesa final.

Estendo meus agradecimentos ao Prof. Dr. Narco Afonso Ravazzoli Maciejewski, pelo suporte concedido ao longo da pesquisa, pelo convite para participar da elaboração do artigo científico e pela participação como membro da banca de avaliação da qualificação e da defesa final.

Aos colegas Cecilia Pagnozzi do Nascimento e Mateus Yamada Müller, meus agradecimentos pela ajuda e tempo disponibilizados, sendo essencial para o desenvolvimento do modelo simulado e do *framework* utilizado nas análises espectrais dos sinais.

Por fim, ressalto que este trabalho contou com o apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), por meio do Processo n.º 174992/2023-8.

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento e a análise de um modelo numérico de um Motor de Indução Trifásico de gaiola (MIT), elaborado com o Método dos Elementos Finitos (MEF) no *software* Ansys Maxwell. O objetivo é avaliar o comportamento do MIT em condições normais e com defeitos em barras de rotor e em enrolamentos de armadura. Foram simulados diferentes níveis de defeito e condições de carga, e os resultados numéricos foram comparados com dados experimentais e formulações teóricas da literatura. As análises das correntes no domínio da frequência, por meio da Transformada Rápida de Fourier (FFT) e da técnica MCSA, permitiram identificar componentes associadas aos defeitos, validando o modelo proposto. Também foi avaliado o uso das componentes simétricas como ferramenta de diagnóstico. Os resultados demonstram boa concordância entre simulações e teoria, indicando que o modelo numérico desenvolvido é adequado para estudos de detecção e diagnóstico de defeitos em MITs.

Palavras-chave: Modelo Numérico. Motor de Indução Trifásico. Detecção de Defeitos do Rotor. Detecção de Defeitos em Enrolamentos de Armadura.

ABSTRACT

This work presents the development and analysis of a numerical model of a three-phase squirrel-cage induction motor (IM) based on the Finite Element Method (FEM), implemented in Ansys Maxwell. The study aims to investigate the motor performance under both healthy conditions and specific fault scenarios, including broken rotor bars and stator winding defects. Several fault severities and load conditions were simulated, and the numerical outcomes were validated against experimental measurements and theoretical results reported in the literature. Frequency-domain analyses of the stator current signals, performed using the Fast Fourier Transform (FFT) and the Motor Current Signature Analysis (MCSA) technique, enabled the identification of fault-related spectral components, confirming the accuracy of the proposed model. Additionally, the application of symmetrical components was assessed as a complementary diagnostic approach. The obtained results exhibit strong agreement between simulation and theory, demonstrating that the developed FEM-based model is a reliable and effective tool for fault detection and diagnosis studies in three-phase induction motors.

Keywords: Numerical Model. Three-Phase Induction Motor. Rotor Fault Detection. Armature Winding Fault Detection.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Representação de um estator de um MIT de dois polos mostrando os vetores intensidade de campo magnético $Haa'(t)$, $Hbb'(t)$ e $Hcc'(t)$ e suas distribuições espaciais.....	29
Figura 2 – Representação do vetor densidade de fluxo magnético no tempo no estator do MIT para (a) $\omega t = 0^\circ$ e (b) $\omega t = 90^\circ$	32
Figura 3 – Vista em corte mostrando detalhes dos componentes de um MIT de gaiola.....	36
Figura 4 – Vista em corte mostrando detalhes do rotor de gaiola de um MIT. .	37
Figura 5 – Distribuição das diferentes falhas nos MITs.....	38
Figura 6 – Representação dos diferentes tipos de falhas mecânicas e elétricas em MITs.....	39
Figura 7 – Exemplo de excentricidade a) estática e b) dinâmica no MIT.	41
Figura 8 – Exemplos de forças magnéticas desbalanceadas no entreferro quando a) não há excentricidades ($UMP = 0$); b) há apenas excentricidade estática (UMP em uma única direção; e c) apenas excentricidade dinâmica com UMP rotativa.	42
Figura 9 – Estrutura básica do rolamento.....	43
Figura 10 – Circuito equivalente do rotor de gaiola de um MIT com uma barra quebrada.	45
Figura 11 – Circuito equivalente do rotor de gaiola de um MIT com uma barra quebrada.	46
Figura 12 – Representação genérica mostrando as posições e as amplitudes das bandas laterais em torno da componente fundamental para o caso a) discreto e b) contínuo e normalizado, em dB, e c) contínuo em grandeza de corrente nominal.	57
Figura 13 – Representação do MIT projetado em 2D no <i>software</i> Ansys – Maxwell.....	59
Figura 14 – Circuito de excitação do MIT simulado mostrando as tensões de fase V_{an} , V_{bn} e V_{cn} , tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , correntes de linha I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} e correntes de fase I_{AB} , I_{BC} e I_{CA}	60
Figura 15 – Circuito externo utilizado no <i>software</i> Ansys – Maxwell para representar o circuito do rotor do MIT.	60
Figura 16 – Esquema de bobinagem trifásico utilizado no modelo numérico do MIT simulado destacando a localização do curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C.	63
Figura 17 – Corrente do estator da linha I_{aA} para MIT sadio.....	68
Figura 18 – Forma de onda de corrente de linha I_{aA} no domínio do tempo para o MIT com carga nominal e 4 barras quebradas do rotor mostrando a modulação	

de amplitude causada pelas componentes de frequência $\pm 2sf$ devido às barras quebradas do rotor.	68
Figura 19 – Comportamento dinâmico das correntes de a) linha I_{aA} e b) fase I_{AB} do estator do MIT simulado com rotor sadio e com diferentes severidades em barras quebradas para velocidade de 1770 rpm.	69
Figura 20 – Espectros de frequência da corrente de linha I_{aA} do MIT simulado obtidos com 600 períodos com velocidade de 1770 rpm, destacando a condição do rotor e as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.....	70
Figura 21 – Espectros de frequência da corrente de fase I_{AB} do MIT simulado obtidos com 600 períodos com velocidade de 1770 rpm, destacando a condição do rotor e as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.....	72
Figura 22 – Espectros de frequência da corrente de fase I_{AB} do MIT simulado obtidos com 600 períodos para carga de 4 Nm, destacando a condição do rotor e as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.	73
Figura 23 – Espectros de frequência da corrente de fase I_{AB} do MIT simulado para as condições sadio com carga de 4 Nm e com rotor com 4 barras quebradas para as cargas de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm destacando as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.	75
Figura 24 – Corrente de armadura da fase A para MIT sadio obtida a partir do banco de dados experimental.	77
Figura 25 – Comportamento dinâmico da corrente da fase A do MIT obtida do banco de dados experimental para rotor sadio e com diferentes graus de severidades em barras quebradas para a carga de 4 Nm.....	77
Figura 26 – Espectros de frequência da corrente da fase A do MIT obtidos com 600 períodos com carga de 4 Nm, destacando a condição do rotor e as bandas laterais para (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.	78
Figura 27 – Espectros de frequência da corrente da fase A do MIT obtidos com 600 períodos para um MIT sadio com carga de 4 Nm e com 4 barras quebradas no rotor em função da carga no eixo de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm, destacando as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.....	83
Figura 28 – Comportamento do índice γ para as condições de equilíbrio e desequilíbrio na tensão de alimentação 10% da fase A em função de diferentes níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C.	85
Figura 29 – Comportamento do módulo da impedância de sequência negativa para às condições de tensão de alimentação com equilíbrio e desequilíbrio de 10% na fase A em função de diferentes níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C.	86

Figura 30 – Comportamento dos módulos das correntes de sequência negativa em função do nível de curto entre espiras para diferentes cargas aplicadas ao MIT simulado considerando as tensões de alimentação equilibradas.....	87
Figura 31 – Comportamento do índice γ para diferentes cargas do MIT simulado em função de diferentes níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C considerando equilíbrio nas tensões de alimentação.	87
Figura 32 – Comportamento dos módulos das correntes de sequência negativa em função do nível de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C para diferentes cargas aplicadas considerando 10% de desequilíbrio na tensão de alimentação da fase A.....	88
Figura 33 – Comportamento do índice γ para diferentes cargas em função de diferentes níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C considerando 10% de desequilíbrio na tensão de alimentação da fase A.	89
Figura 34 – Comportamento do módulo da impedância de sequência negativa em função dos níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C para diferentes cargas considerando 10% de desequilíbrio na tensão de alimentação da fase A.	90
Figura 35 – Comportamento do índice γ para diferentes cargas em função de diferentes níveis de desequilíbrio da tensão de alimentação inseridos na fase A.....	91
Figura 36 – Comportamento do módulo da impedância de sequência negativa em função dos níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C para diferentes cargas considerando 10% de desequilíbrio na tensão de alimentação da fase A.	91
Figura 37 – Torque eletromecânico para o MIT simulado para as condições sadio com e sem desequilíbrio de tensão de alimentação e com curto entre espiras de 4% e 8% na bobina 1 – 10 da fase C com tensões de alimentação equilibradas.....	92
Figura 38 – FFT com magnitude normalizada do torque eletromecânico do MIT sadio (a) com e (b) sem desequilíbrio de tensão e para MIT com curto entre espiras de (c) 4% e (d) 8% na bobina 1 – 10 da fase C com equilíbrio nas tensões de alimentação.....	94
Figura 39 – FFT com amplitude nominal do torque eletromecânico do MIT sadio (a) com e (b) sem equilíbrio de tensão e para MIT com curto entre espiras de (c) 4% e (d) 8% na bobina 1 – 10 da fase C com equilíbrio nas tensões de alimentação.....	95
Figura 40 – Amplitudes normalizadas e nominais do torque eletromecânico para o MIT sadio com e sem equilíbrio de fases e para o MIT com curto entre espiras de 4% e 8% na bobina 1 – 10 da fase C com equilíbrio de tensão referente às amplitudes dos torques eletromecânicos apresentados na Tabela 8.	96
Figura 41 – FFT das correntes nominais de linha a) I_{aA}, b) I_{bB} e c) I_{cC} para o MIT sadio e com equilíbrio nas tensões de alimentação para o rotor com e sem inclinação.....	98

Figura 42 – FFT das correntes nominais de linha a) I_{aA}, b) I_{bB} e c) I_{cC}, para o MIT com curto entre espiras de 4% na bobina 1 – 10 da fase C com tensão de alimentação equilibradas para o rotor com e sem inclinação.....	99
Figura 43 – FFT das correntes nominais de linha a) I_{aA}, b) I_{bB} e c) I_{cC} para o MIT sadio e com desequilíbrio de tensão de 10% na fase A para o rotor com e sem inclinação.....	100
Figura 44 – FFT das correntes nominais trifásicas de linha a) I_{aA}, b) I_{bB} e c) I_{cC} do MIT sadio e com tensão de alimentação equilibrada.....	102
Figura 45 – FFT das correntes nominais de linha a) I_{aA}, b) I_{bB} e c) I_{cC} obtidas das simulações do MIT com curto entre espiras de 4% e 8% em uma das bobinas da fase C com tensão de alimentação equilibradas.....	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Resultados considerando as falhas em motores de indução	39
Tabela 2 – Características nominais do MIT simulado.	58
Tabela 3 – Características do MIT utilizado nos ensaios experimentais.....	61
Tabela 4 – Características da bobina 1 – 10 da fase C do modelo numérico do MIT para os diferentes níveis de curto entre espiras.....	63
Tabela 5 – Magnitudes das correntes normalizadas das bandas laterais esquerda e direita da fase A para o MIT com carga de 4 Nm e 4 barras quebradas do rotor para a frequência fundamental e 3 ^a , 5 ^a e 7 ^a harmônicas...81	81
Tabela 6 – Estimativa teórica do número de barras quebradas N_{bqr} obtidas a partir dos dados experimentais considerando a carga de 4 Nm	81
Tabela 7 – Magnitudes das correntes normalizadas das bandas laterais esquerda e direita da fase A nas condições de MIT sadio com carga de 4 Nm e com 4 barras quebradas no rotor com cargas de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm para a frequência fundamental e 3 ^a , 5 ^a e 7 ^a harmônicas.....	84
Tabela 8 – Amplitudes normalizadas e nominais do torque eletromecânico para o MIT sadio com e sem equilíbrio de fases e para o MIT com curto entre espiras de 4% e 8% na bobina 1 – 10 da fase C com equilíbrio de tensão.....	96
Tabela 9 – Frequências obtidas a partir da equação (27) para $nst = \pm 1, \pm 2, \pm 3$ e $k = 1, 3, 5$ considerando o MIT simulado com $p = 4, f = 60 \text{ Hz}$ e $s = 0,01667$	103
Tabela 10 – Amplitudes das correntes nominais trifásicas de linha I_{aA}, I_{bB} e I_{cC} para as frequências obtidas da Tabela 9 (não destacadas) e para as frequências destacadas em negrito na Figura 44 e na Figura 45 para as simulações do MIT sadio e MIT com 4% e 8% de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C.	104

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

EPRI	<i>Electric Power Research Institute</i>
FEM	Força Eletromotriz
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FMM	Força Magnetomotriz
IA	Inteligência Artificial
IAS	<i>Industry Applications Society</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Eletronics Engineers</i>
IPA	<i>Instantaneous Power Analysis</i>
MCSA	<i>Motor Current Signature Analysis</i>
MEF	Método dos Elementos Finitos
MIT	Motor de Indução Trifásico
ML	<i>Machine Learning</i>
PSH	<i>Principal Slot Harmonic</i>
PVA	<i>Park's vector analysis</i>
RSH	<i>Rotor Slot Harmonic</i>
UMP	<i>Unbalanced Magnetic Pull</i>
STFT	<i>Short-Time Fourier Transform</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$i_{aa'}$	corrente do estator da fase a
$i_{bb'}$	corrente do estator da fase b
$i_{cc'}$	corrente do estator da fase c
I_m	valor de pico da corrente elétrica
ω	frequência angular
t	tempo
f	frequência
\vec{H}	intensidade do vetor campo magnético
\vec{dl}	elemento diferencial de comprimento
N	número de espiras
I	corrente elétrica
S	superfície criada pelo comprimento diferencial \vec{dl}
$\vec{H}_{aa'}$	intensidade do vetor campo magnético fase a
$\vec{H}_{bb'}$	intensidade do vetor campo magnético fase b
$\vec{H}_{cc'}$	intensidade do vetor campo magnético fase c
H_m	valor de pico do vetor intensidade de campo magnético
\vec{B}	vetor densidade de fluxo magnético ou vetor indução magnética
μ	permeabilidade magnética do meio
\vec{H}	vetor intensidade de campo magnético
μ_r	permeabilidade magnética relativa
$\vec{B}_{aa'}$	intensidade do vetor densidade de fluxo magnético fase a
$\vec{B}_{bb'}$	intensidade do vetor densidade de fluxo magnético fase b
$\vec{B}_{cc'}$	intensidade do vetor densidade de fluxo magnético fase c
B_m	valor de pico do vetor densidade de fluxo magnético
\vec{B}_s	intensidade do vetor densidade de fluxo magnético líquido no estator
\hat{x}	vetor unitário (versor) na direção x
\hat{y}	vetor unitário (versor) na direção y
$\vec{B}_s(t)$	vetor densidade de campo magnético líquido do estator no tempo
p	número de polos
n_s	velocidade síncrona

\vec{B}_r	intensidade do vetor densidade de fluxo magnético líquido no rotor
n	velocidade mecânica nominal do rotor
s	escorregamento
f_{er}	frequência elétrica induzida no rotor
Z_{e1_2}	impedância do anel de curto circuito entre as barras 1 e 2, ..., 44 e 1
Z_{b1}	impedância da barra 1, ..., 44
h	ordem da harmônica espacial
f_{bl}	frequência da banda lateral
k	índice das subharmônicas
η	coeficiente que assume valores 0, 1, 2, 3
N_{bqr}	número de barras quebradas do rotor
N_{br}	número de barras do rotor
N_{dB}	diferença entre a magnitude da componente fundamental e a banda lateral esquerda
\dot{V}_A	fasor da tensão elétrica de fase A
\dot{V}_B	fasor da tensão elétrica de fase B
\dot{V}_C	fasor da tensão elétrica de fase C
\dot{V}_{A0}	fasor da tensão de sequência zero
\dot{V}_{A1}	fasor da tensão de sequência positiva
\dot{V}_{A2}	fasor da tensão de sequência negativa
\dot{I}_{A0}	fasor da corrente de sequência zero
\dot{I}_{A1}	fasor da corrente de sequência positiva
\dot{I}_{A2}	fasor da corrente de sequência negativa
γ	razão entre as correntes de sequência negativa e positiva
Z_{A2}	módulo da impedância de sequência negativa
f_{RSH}	frequência das harmônicas de ranhura do rotor
k_1	índice 1, 2, 3, ...
N_{RSH}	ordem das harmônicas de ranhura do rotor
f_{st}	frequência devido ao curto entre espiras em enrolamentos de armadura
n_{st}	índice 1, 2, 3, ..., p-1
k_2	índice 1, 3, 5
$f_{sc\tau}$	frequência do torque eletromecânico
V_{ab}	tensão de linha entre as fases a e b
V_{bc}	tensão de linha entre as fases b e c

V_{ca}	tensão de linha entre as fases c e a
V_{an}	tensão de fase a e neutro da fonte de alimentação
V_{bn}	tensão de fase b e neutro da fonte de alimentação
V_{cn}	tensão de fase c e neutro da fonte de alimentação
I_{aA}	corrente de linha entre os pontos a-A
I_{bB}	corrente de linha entre os pontos b-B
I_{cC}	corrente de linha entre os pontos c-C
I_{AB}	corrente de fase entre os pontos A-B (bobina A)
I_{BC}	corrente de fase entre os pontos B-C (bobina B)
I_{CA}	corrente de fase entre os pontos C-A (bobina C)
t_p	passo da simulação

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 Contextualização	18
1.2 Objetivos	19
1.2.1 Objetivo geral	19
1.2.2 Objetivos específicos.....	19
1.3 Justificativa	20
1.4 Materiais e métodos	20
2 REFERENCIAL TEÓRICO	22
2.1 Revisão bibliográfica	22
2.2 Motor de indução trifásico	28
2.2.1 Aspectos construtivos.....	35
2.3 Tipos de defeitos	37
2.3.1 Defeitos mecânicos	40
2.3.2 Defeitos elétricos	44
2.4 Métodos de identificação baseados em espectro de frequência	53
3 METODOLOGIA	58
3.1 Descrição do modelo eletromagnético do MIT	58
3.2 Descrição das características do banco de dados experimental utilizado para detecção de defeitos de barras quebradas do rotor	61
3.3 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura	62
3.3.1 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura para as análises considerando a teoria das componentes simétricas	63
3.3.2 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura para as análises da FFT do torque eletromecânico	64
3.3.3 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura para rotor com e sem inclinação utilizando a teoria das harmônicas das ranhuras do rotor	65
3.3.4 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT utilizando MCSA	66
4 RESULTADOS E DISCUSSÕES	67
4.1 Análise dos resultados e discussões sobre as simulações do modelo numérico do MIT para detecção de barras quebradas do rotor	67

4.2 Resultados e discussões sobre detecção de defeitos em barras de rotor utilizando banco de dados experimental	76
4.3 Análise dos resultados e discussões sobre os defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura utilizando o modelo numérico do MIT	84
4.3.1 Defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT simulado utilizando a teoria das componentes simétricas	84
4.3.2 Defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT simulado utilizando o torque eletromecânico	92
4.3.3 Defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT simulado com e sem rotor inclinado utilizando a teoria das harmônicas das ranhuras do rotor	97
4.3.4 Defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT simulado utilizando MCSA	100
5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	107
REFERÊNCIAS	110

1 INTRODUÇÃO

Motores de Indução Trifásicos (MITs) são os dispositivos de conversão de energia elétrica em mecânica mais utilizados, representando 40% do consumo global de energia elétrica. São amplamente usados em vários setores da indústria devido a características como: confiabilidade, resistência, robustez, baixos custo e manutenção (Atta; Ibrahim; Gilany, 2022; Liang; Ali; Zhang, 2020).

Os MITs, apesar da versatilidade, estão sujeitos às avarias devido ao tempo de uso, perturbações mecânicas (variações de carga no eixo, rolamentos e vibrações), perturbações elétricas (transitórios eletromagnéticos, variação do fluxo no entreferro) e de fabricação (problemas nas juntas entre as barras do rotor e os anéis de curto-circuito, problemas de fundição) (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018). De forma geral, as ocorrências de falhas estão relacionadas aos rolamentos (44%), enrolamentos de armadura (26%), barras do rotor (18%) eixo/acoplamento e outras (12%) (Yatsugi *et al.*, 2023). Estes percentuais podem variar em função do tamanho, tipo de aplicação, padrão construtivo do motor, etc.

Na tentativa de reduzir a frequência e custos de manutenção, melhorar o desempenho e prolongar a vida útil das máquinas, é importante realizar monitoramento e diagnóstico em tempo real, possibilitando ação imediata em caso de falhas iminentes. Contudo, o monitoramento da máquina nem sempre fornece todos os dados necessários para um diagnóstico preciso, pois existem variáveis, como o fluxo magnético, que trazem informações importantes relacionadas a anomalias, mas não podem ser facilmente medidas (Liang; Ali; Zhang, 2020).

A criação de um modelo numérico pode auxiliar no entendimento do comportamento do MIT com e sem defeitos, além de considerar como alterações nos parâmetros físicos (inclusão de defeitos como, por exemplo, uma barra quebrada, curto entre espiras em enrolamentos de armadura) influenciam nas grandezas monitoradas, neste caso a corrente de armadura.

Neste trabalho é criado um modelo numérico de um MIT no *software* de simulação Ansys com objetivo de analisar e comparar os resultados das simulações com aqueles obtidos de um banco de dados experimental. As simulações envolvendo o modelo numérico do MIT consideram tanto um MIT sadio como com defeitos. Os defeitos inseridos no modelo numérico estão relacionados com curto entre espiras em enrolamentos de armadura e com barras quebradas no rotor.

A presença dos defeitos insere componentes de frequências extras nas correntes de armadura do MIT que podem ser identificadas empregando a análise no domínio da frequência utilizando a transformada rápida de Fourier (em inglês *Fast Fourier Transform* – FFT). Esta abordagem denominada de análise da assinatura da corrente do motor (em inglês *Motor Current Signature Analysis* – MCSA) utiliza de forma não invasiva medições das correntes do MIT, no tempo. A análise no domínio da frequência permite determinar o espectro de Fourier, onde as frequências presentes nos sinais de corrente podem ser identificadas (Krause *et al.*, 2023; Thomson; Fenger, 2001). A identificação das componentes de frequência associadas aos defeitos desempenha um papel fundamental para o diagnóstico, visto que, quando realizada precocemente, reduzem a manutenção e o tempo de parada, além de evitar que um defeito leve à falha do MIT.

Os resultados obtidos das análises das correntes do banco de dados experimental são verificados com base nas técnicas propostas na literatura. Após validação dos resultados dos dados experimentais são desenvolvidas as análises a partir dos sinais obtidos das simulações do modelo numérico do MIT sadio e com defeito. Uma vantagem em usar um modelo numérico de um MIT é que este pode ser alterado para incluir diferentes avarias.

Nas próximas seções são descritos a contextualização, os objetivos, a justificativa e os materiais e métodos.

1.1 Contextualização

Os MITs são componentes fundamentais na indústria. Apesar das diversas vantagens apresentadas por esse tipo de máquina elétrica, os motores de indução estão sujeitos às falhas elétricas e mecânicas. O uso destes dispositivos demanda manutenção periódica e processos de detecção de falhas se tornam relevantes para evitar danos severos e paradas nos processos industriais.

Entre os vários tipos de avarias em um MIT, aquelas relacionadas aos enrolamentos de armadura e nas barras do rotor constituem a segunda e a terceira causa de ocorrência de defeitos em motores (Liang; Ali; Zhang, 2020; Yatsugi *et al.*, 2023). Estes tipos de defeitos são consequência de uma combinação de fatores envolvendo estresses externo e interno, elevadas e extensas tensões térmicas causadas por processos de partida com carga. Por exemplo, quando uma barra quebra, barras adjacentes sofrem estresse térmico e mecânico devido à assimetria

causada pelo campo magnético. A presença de assimetrias em um MIT, produz vibrações, promovendo desgaste precoce nos rolamentos (FAIZ, 2017; Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

Neste trabalho são apresentados os conceitos básicos relacionados às características do MIT de gaiola, além dos defeitos mecânicos e elétricos aos quais estão sujeitos. As análises de defeitos em barras de rotor e com curto entre espiras são realizadas a partir do modelo eletromagnético de um MIT simulado realizadas no *software* Ansys. Além do MIT simulado, um banco de dados experimental é utilizado para analisar e validar a teoria envolvendo barras quebradas de rotor. As comparações entre as correntes do MIT sadio e com defeitos permitem identificar padrões associados ao tipo de defeito. As análises envolvendo a detecção de defeitos são realizadas no domínio do tempo (sinais de corrente e tensão) e no domínio da frequência (corrente e torque) para as condições do MIT sadio e com defeito.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivo geral

Os objetivos incluem desenvolver um modelo numérico para analisar os defeitos de barra quebrada do rotor e curto entre espiras em enrolamentos de armadura e comparar os resultados obtidos do MIT simulado com um banco de dados experimental para as condições sadio e com barras quebradas do rotor empregando diferentes metodologias para detecção de falhas de curto entre espiras em enrolamentos de armadura utilizando os sinais de tensão, corrente e torque do MIT simulado.

1.2.2 Objetivos específicos

- Pesquisar temas relacionados ao MIT e defeitos nas barras do rotor e defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura;
- Explorar as ferramentas computacionais relacionadas à criação de modelos eletromagnéticos do MIT;
- Criar um modelo numérico para representar o MIT sadio;
- Avaliar o modelo numérico com defeito;
- Incluir defeitos no modelo e avaliar as técnicas de detecção;
- Incluir defeitos adicionais;

- Analisar como os defeitos influenciam na forma de onda da corrente de armadura.

1.3 Justificativa

A evolução tecnológica na indústria está impulsionada pela integração entre componentes digitais e sua crescente interconexão. Neste cenário, representar o comportamento do sistema real utilizando simulações pode ajudar a prever o desempenho de MIT e facilitar o diagnóstico.

A importância dos MITs e sua ampla gama de aplicações industriais é devido à sua confiabilidade, baixo custo e durabilidade. Contudo, a detecção precoce de falhas e a implementação de estratégias de manutenção preditiva permanecem como desafios, uma vez que falhas inesperadas podem resultar em paradas dispendiosas e comprometimentos operacionais.

Neste sentido, o desenvolvimento de um modelo numérico de um MIT permite simular diferentes condições operacionais. A inclusão de defeitos adicionais como número de barras parcial ou totalmente quebradas, enrolamentos de armadura com desequilíbrio de tensão de alimentação, número de espiras reduzido, além de operação com diferentes cargas podem ser facilmente inseridos no modelo numérico do MIT simulado. Além disso, os sinais de interesse como a tensão, a corrente e o torque são facilmente obtidos e podem ser utilizados para testar as técnicas de análise de detecção de defeitos, descritas na literatura. Portanto, os diferentes tipos de defeitos podem ser implementados no modelo numérico no MIT simulado, permitindo avaliar a empregabilidade das técnicas de detecção de defeitos.

Após a validação das técnicas de diagnóstico de defeitos pode-se implementar estratégias para detecção de defeitos incipientes em MIT reais, contribuindo para o avanço tecnológico, além de promover uma prática industrial inteligente e eficaz. Portanto, o estudo proposto é de relevância para a detecção e monitoramento de defeitos como barras quebradas do rotor e curto entre espiras em enrolamentos de armadura em MITs.

1.4 Materiais e métodos

Neste trabalho é realizada uma pesquisa qualitativa explorando os conceitos relacionados à construção, funcionamento e avarias mecânicas e elétricas em MITs.

Os materiais consultados incluem artigos publicados em revistas eletrônicas, conferências e livros.

O desenvolvimento do modelo numérico em 2D de um MIT sadio é realizado no *software* Ansys que utiliza nas simulações o método dos elementos finitos (MEF), como técnica numérica. O uso de simulações oferece a possibilidade de implementação de defeitos com diferentes graus de severidade no modelo numérico do MIT, visto que, a maioria dos defeitos são de difícil implementação experimental, uma vez que, sua inserção pode causar danos irreversíveis no MIT real.

Os modelos numéricos do MIT sadio e do MIT com defeitos em uma, duas, três e quatro barras quebradas no rotor é utilizado para a comparação com os resultados obtidos a partir de um banco de dados experimental. As análises são realizadas sob diferentes condições de carga. Na sequência, o modelo numérico do MIT sadio é alterado para incluir defeitos de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura sob condições de tensão de alimentação equilibradas e desequilibradas. Diferentes técnicas para detecção de defeitos de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura são empregadas para avaliar a efetividade da metodologia empregada.

A identificação dos defeitos de barras quebradas do rotor, para os casos experimental e simulado, é obtida das análises empregando a MCSA sob diferentes condições de severidades de defeitos e de cargas. Para a identificação de defeitos relacionados ao curto entre espiras nos enrolamentos de armadura são empregadas as técnicas baseadas na teoria das componentes simétricas (domínio do tempo) que utilizam os sinais das tensões e das correntes trifásicas; análise dos espectros de frequência das correntes trifásicas e do espectro de Fourier do sinal do torque eletromecânico do MIT simulado.

No próximo capítulo são apresentados o referencial teórico e a revisão bibliográfica relacionada ao tema da pesquisa.

2 REFERENCIAL TEÓRICO

Nesta seção são apresentados a revisão bibliográfica e os conceitos teóricos relacionados ao MIT, aspectos construtivos, tipos de defeitos e métodos de identificação de defeitos.

2.1 Revisão bibliográfica

O MIT é o tipo de motor mais utilizado na indústria, sendo responsável por 85–95% da força motriz da indústria e consome 40–50% da energia elétrica gerada mundialmente (Mustafa, 2021). Os principais motivos que tornam os MITs populares estão associados à confiabilidade, baixo custo, durabilidade, baixas taxas de manutenção e de falhas (Niu; Dong; Chen, 2023).

Entretanto, como outros tipos de motores ou equipamentos, os MITs estão sujeitos a defeitos e falhas após algum tempo. Segundo Bazan *et al.* (2020), Tang *et al.* (2020) e Ramu *et al.* (2020), 40–52% das falhas estão associadas aos rolamentos, aproximadamente 37% aos enrolamentos de armadura e 5–10% às barras do rotor. Apesar das falhas nas barras do rotor serem menos frequentes, seus efeitos secundários são considerados severos devido à operação assimétrica do rotor, causando vibrações que podem evoluir para falhas nos rolamentos (Muteba, 2023). Atta *et al.* (2022), Niu *et al.* (2023), Preethi *et al.* (2021) e Lee *et al.* (2020) apresentam estudos relacionados ao estado da arte envolvendo detecção e técnicas de diagnóstico de defeitos em barras quebradas em MITs.

A detecção de defeitos em barras quebradas em MITs reais usualmente empregam técnicas baseadas em sinais elétricos, sendo a MCSA, no domínio da frequência, a metodologia mais empregada (Park *et al.*, 2020). A MCSA fornece o espectro de Fourier da corrente do MIT onde as componentes de frequências características, devido à presença de avarias, podem ser identificadas (Jung; Lee; Kwon, 2006). Esta técnica é utilizada por Halder, Bhat e Dora (2022) para estudar os defeitos no rotor, analisando a corrente de partida de um MIT. A vantagem ao analisar a corrente de partida é que esta possui maior magnitude, amplificando as características da falha. Niu *et al.* (2023) mostram uma revisão sobre os avanços recentes, para diagnóstico de defeitos, utilizando MCSA. As técnicas de diagnóstico são resumidas sob as perspectivas técnicas de análise de espectro, transformação de

demodulação, análise tempo-frequência, estimativa de parâmetros e Inteligência Artificial (IA).

Outro estudo proposto por Halder, Dora e Bhat (2022), considera o desenvolvimento de um novo método de diagnóstico para extrair os parâmetros relacionados aos defeitos do rotor. Um algoritmo híbrido, denominado de *Enhanced Pathfinder Algorithm*, é proposto para detecção de defeitos relacionados às barras quebradas do rotor. A principal vantagem do modelo é a identificação das frequências das bandas laterais correspondentes ao defeito, superando desvantagens da análise clássica de domínio de frequência (MCSA), relacionadas ao baixo volume de dados, efeitos de dispersão espectral e frequência de amostragem insuficiente.

Um método para diagnóstico de defeito em barras do rotor, implementado por *Tang et al.* (2020), analisa as frequências das bandas laterais em torno da 5ª e 7ª harmônicas. Os resultados evidenciam que as falhas são facilmente identificadas nas condições de 50% e 100% da carga nominal. Para o MIT operando a vazio, as características relacionadas aos defeitos não são óbvias, devido à baixa influência das distorções nas correntes de armadura causadas pelos defeitos nas correntes rotóricas.

Para a detecção de defeitos em enrolamentos de armadura, uma das técnicas não invasivas utiliza a teoria das componentes simétricas para analisar a corrente e impedância de sequência negativa (Kohler; Sottile; Trutt, 2002; Nguyen *et al.*, 2017). Porém, em condições de desequilíbrio da tensão de alimentação, seu uso é questionável. Desta forma, Wu e Nandi (2008), propõe um método que utiliza as correntes de sequência positiva e negativa da terceira harmônica, que não são influenciadas pela presença de desequilíbrio nas tensões de alimentação. Alloui *et al.* (2023) apresentam um método de diagnóstico em tempo real baseado no cálculo e monitoramento de um fator definido pela razão entre os módulos das componentes simétricas das sequência zero e positiva. Os resultados obtidos demonstraram que esta razão pode ser considerada um indicador confiável para a detecção de defeitos nos enrolamentos de armadura, mesmo em condições que envolvam variações de carga e desequilíbrio de tensões.

Outra metodologia não invasiva empregada na detecção de defeitos em enrolamentos de armadura utiliza a análise vetorial de Park, que consiste na determinação do lugar geométrico referente à adição vetorial das correntes trifásicas do MIT. A transformação de Park converte as correntes trifásicas de um sistema

rotativo em grandezas bifásicas estacionárias. A transformada de Clarke é utilizada para converter as três grandezas de um sistema trifásico em dois componentes ($\alpha\beta$) num referencial estacionário. Na sequência o referencial ($\alpha\beta$) é transformado nos eixos dq (Dorrell; Makhoba, 2017). Assim, a detecção de defeitos como nos enrolamentos de armadura e excentricidade do entreferro são identificadas pela alteração do lugar geométrico do vetor de Park. Cruz e Cardoso (2001), mostram outra metodologia baseada na transformada de Park estendida, para detecção de falhas de estator para os casos em que existam variações de carga e diferentes condições de operação. Os resultados obtidos apresentam alto grau de confiabilidade na detecção de defeitos para os casos de tensão de alimentação equilibradas.

A condição saudável do motor apresenta o padrão vetorial de Park, das componentes fundamental e harmônicas, em formato quase circular. A ocorrência de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura muda o formato de ambos os vetores de Park para elíptico. À medida que a gravidade da falha aumenta, o padrão torna-se mais elíptico, ou seja, a área do padrão vetorial de Park aumenta. Portanto, a alteração da área do vetor de Park fornece informações sobre a gravidade da falha (Gyftakis; Cardoso, 2021; Marques Cardoso; Cruz; Fonseca, 1999). No trabalho de Vilhekar, Ballal e Suryawanshi (2015) é implementado um algoritmo de dupla análise utilizando dupla transformada de Park. Na ausência de defeitos entre espiras, o padrão vetorial de Park da componente harmônica dominante não apresenta nenhuma deformação no formato, mesmo com desequilíbrio na tensão de alimentação.

A análise no domínio do tempo foi historicamente uma das primeiras abordagens utilizadas na detecção de falhas em MITs. No entanto, essa abordagem enfrenta desafios devido à interferência de diversos fatores que podem distorcer as variações temporais dos sinais, dificultando a extração de características consistentes com o tipo de defeito (Thomson; Culbert, 2017). Desta forma, o diagnóstico de defeitos baseados na MCSA oferece várias vantagens, pois os sinais de corrente são fáceis de adquirir além da robustez em relação ao ruído ambiental. Segundo Niu *et al.* (2023), a detecção via MCSA oferece vantagens, pois a aquisição do sinal não interfere na operação do MIT, além do baixo custo dos sensores de corrente empregados. Estes autores mostram que o número de artigos de pesquisa baseados em MCSA aumentou significativamente desde 2011.

Técnicas baseadas no domínio da frequência, como a transformada de Fourier, têm sido amplamente aplicadas, uma vez que permitem a identificação de componentes espectrais de sinais estacionários, como aqueles adquiridos durante a operação estável de motores. A análise no domínio da frequência é calculada por meio da amostragem do sinal e da adoção do algoritmo FFT. A frequência de amostragem é fixa e a resolução de frequência é inversamente proporcional ao período de aquisição, o qual é a duração do sinal. Outra condição imposta para realizar a análise de Fourier está vinculada à operação em regime permanente. Assim, a transformada de Fourier tem limitações quando se trata de sinais não estacionários, comuns em eventos transitórios (Bellini *et al.*, 2008).

Para superar esta limitação as técnicas de tempo-frequência, que oferecem maior flexibilidade na escolha da resolução, utiliza-se a transformada de Fourier de tempo curto (em inglês *Short-Time Fourier Transform* – STFT) e a transformada *wavelet* (Pineda-Sanchez *et al.*, 2010). A transformada *wavelet* apresenta similaridades com a transformada Fourier, porém com capacidade extra de identificar o instante no qual determinada frequência aparece. Uma técnica baseada em transformada *wavelet* é utilizada por Chow e Hai (2004), para projetar bancos de filtros permitindo análises de diagnóstico de defeitos em máquinas, no domínio da frequência, operando em diferentes velocidades de rotação.

Devi *et al.* (2016) propõem uma técnica para detecção e classificação de diversos defeitos de isolamento em enrolamentos de armadura e da magnitude do curto entre espiras em um MIT operando sob diversas condições. As características de perturbação são extraídas de resíduos trifásicos obtidos por meio de análise de multiresolução *wavelet* e três redes neurais são utilizadas para classificar diferentes tipos de falhas. Outras técnicas viáveis incluem o torque de entreferro e a oscilação pendular (*Pendulum swing phenomenon*) podem detectar defeitos nos enrolamentos de armadura mesmo em condições quando oscilações de carga estão presentes (Chen; Xie; Hu, 2021; Hsu, 1995; Mirafzal; Povinelli; Demerdash, 2006).

A transformada de Hilbert também é aplicada em processamento de sinais do MIT para extrair o envelope e fase via modulação/demodulação de frequência. Esta transformada é comumente usada para processar sinais de vibração e extrair assinaturas relacionadas aos defeitos mecânicos (Bellini *et al.*, 2008). O sinal de corrente apresenta uma modulação, onde as frequências características dos defeitos do MIT concentram-se em torno da frequência da fonte de alimentação. Quando o

escorregamento do MIT é extremamente pequeno, existem dificuldades de identificação das frequências no espectro de corrente. Para obter as frequências dos múltiplos componentes da corrente do estator, a transformada de Hilbert é aplicada para demodulação dos sinais de corrente (Liu *et al.*, 2025).

Uma abordagem mais recente e promissora é a transformada de Hilbert-Huang, que tem sido particularmente útil em aplicações que envolvem análises de sinais não estacionários e não lineares em sistemas controlados por inversores. Esta transformada necessita somente de uma corrente de fase, em vez de pelo menos duas correntes de fase, como no método envolvendo transformada vetorial de Park (Xu *et al.*, 2022). A transformada de Hilbert-Huang se distingue por ser uma técnica adaptativa e iterativa, o que a torna mais eficaz no tratamento de sinais complexos, como os provenientes de MIT com falhas iniciais, melhorando a análise e diagnóstico em momentos transitórios.

O trabalho de Yalpale *et al.* (2024) apresenta uma metodologia baseada em MSCA utilizando a integração entre a FFT (domínio da frequência) e transformada *wavelet* (domínio do tempo) e lógica *fuzzy* para aprimorar a análise de falhas em barras de rotor em MITs. A nova metodologia implementada demonstra uma melhoria considerável no tempo processamento sem comprometer a precisão da detecção de falhas.

O monitoramento e diagnóstico de defeitos em tempo real é crucial para reduzir danos nos MITs. Contudo, o monitoramento em tempo real pode não fornecer todos os dados necessários para um diagnóstico preciso. Dessa forma, as novas tendências utilizam técnicas para monitoramento e diagnóstico de defeitos com abordagens baseadas em modelagem computacional (Adamou; Alaoui, 2023; Hu; Wang; Chu, 2023; Rassölkin *et al.*, 2022; Santos *et al.*, 2023; Singh *et al.*, 2023).

O trabalho de Adamou e Alaoui (2023) realiza a detecção e diagnóstico de defeitos em MITs utilizando parâmetros associados às perdas e eficiência. Os resultados indicam que perdas e eficiência são indicadores sensíveis e confiáveis para detectar e diagnosticar defeitos em barras quebradas do rotor em comparação com indicadores relacionados à vibração. Além disso, o estudo demonstrou que a utilização do modelo numérico se mostrou uma metodologia eficaz para simular e prever o desempenho e o estado em motores em diversos cenários.

Em relação à modelagem computacional, o MEF é a técnica numérica predominantemente adotada na literatura. O MEF tem a propriedade de adaptação a

qualquer geometria, visto que, as áreas de interesse são subdivididas em pequenas partes e com diferentes formas, a depender do problema. De acordo com Bastos e Sadowski (2003), os elementos, em uma determinada região, formam uma malha que estabelece conexões por meio de nós, onde equações diferenciais parciais e as condições de contorno são aplicadas para analisar o comportamento físico, obtendo um resultado aproximado da realidade. O MEF utiliza a substituição de variáveis desconhecidas por elementos definidos e de fácil resolução. As subdivisões ou “elementos” podem apresentar formatos triangular ou hexagonal. Além disso, as simulações baseadas no MEF permitem o acoplamento simultâneo de diferentes aspectos físicos do objeto em estudo (Oliveira *et al.*, 2024; Stefenon *et al.*, 2018). Outra característica, apresentada por Zorig *et al.* (2022), é que o MEF utiliza modelos teoricamente ideais onde nenhuma assimetria ou defeitos, inerentes à fabricação, são contabilizados.

Por exemplo, os artigos de Sapena-Bano *et al.* (2019), Chen *et al.* (2021), Halder *et al.* (2022), Liang *et al.* (2020) e Kumar e Isha (2019) empregam o MEF em simulações para modelar computacionalmente MITs sadios e com defeitos em barras quebradas de rotor ou defeitos entre espiras nos enrolamentos de armadura. Lopes *et al.* (2021) desenvolvem um modelo 3D baseado em MEF de um MIT onde os resultados dos dados digitais são utilizados em algoritmos de diagnóstico, a fim de classificar adequadamente o modelo de motor sadio e com defeitos de barras quebradas no rotor. Os autores sugerem o uso de um modelo numérico baseado em MEF para criar uma base de dados parametrizada de motores sadios, com diferentes tipos de defeitos e níveis de severidade, além de incluir condições de carga variáveis.

Segundo Devi *et al.* (2016), esforços significativos foram feitos para o uso de ferramentas de IA para desenvolver técnicas de monitoramento de condições e diagnóstico de falhas em máquinas elétricas. Estas abordagens incluem redes neurais, lógica *fuzzy* ou uma combinação entre elas (Bellini *et al.*, 2008). Algoritmos de aprendizado de máquina (em inglês *Machine Learning* – ML) utilizam um conjunto de regras, baseadas em dados, que conseguem classificar defeitos específicos em MIT. Basicamente, a detecção de falhas utilizando ML inclui a aquisição e processamento de sinais, a extração de características do conjunto de dados para alimentar o modelo de treinamento. Como resultado, são apresentados atributos, como a acurácia, entre os dados reais e às previsões geradas pelo modelo treinado. Uma extensa revisão sobre diferentes métodos de detecção de falhas em MIT,

técnicas de processamento de sinais e ML é apresentado por Hussain *et al.* (2025). Estes autores mostram as vantagens, desvantagens e limitações apresentadas pelos algoritmos de treinamento baseados em ML.

No contexto, utilizando algoritmos de IA, Boushaba *et al.* (2022) utilizam duas metodologias para detecção de defeitos em barras quebradas em MITs. A primeira abordagem utiliza a MCSA com redes neurais convolucionais (*Convolutional Neural Network*) no domínio da frequência e a segunda abordagem utiliza a análise de componentes principais (*Principal Components Analysis*) no domínio do tempo. Os resultados demonstram que a segunda abordagem oferece maior confiabilidade, diagnóstico com ausência de alarmes falsos de defeitos, além de apresentar tempo de previsão de diagnóstico de falhas menor, a cada 0,447 s, enquanto o tempo de previsão obtido para a primeira abordagem, foi a cada 9,532 s.

No próximo capítulo são apresentados os referenciais teóricos envolvendo os conceitos básicos sobre operação e construção do MIT, tipos de defeitos, além das técnicas de identificação dos defeitos relacionados às barras quebradas do rotor e ao curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

2.2 Motor de indução trifásico

O princípio de operação de máquinas elétricas girantes está baseado na interação entre os campos magnéticos criados no estator e no rotor. O motor de indução é denominado de indução porque a tensão do rotor (responsável pela corrente do rotor e conseqüentemente o campo magnético do rotor) é induzida em vez de ser fornecida por meio de uma conexão física de fios. Assim, não há necessidade de impor correntes para criação do campo do rotor (Chapman; Laschuk, 2021).

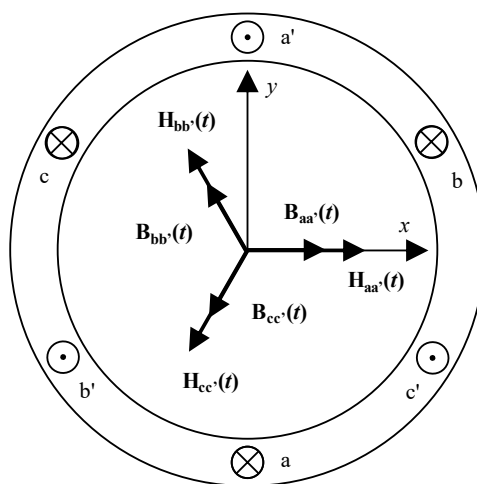
Qualitativamente, a sequência de eventos, para conversão eletromecânica de energia nos MITs, se inicia com a excitação das bobinas a, b e c com tensões trifásicas defasadas de 120° , no tempo. Assume-se que as três bobinas são enroladas de forma idêntica e fisicamente alocadas no estator do MIT, em intervalos de 120° espaciais. As correntes que circulam produzem uma força magnetomotriz (FMM) em cada uma das bobinas e uma FMM líquida (equivalente ao campo magnético girante) que atua nos circuitos magnéticos da máquina, é obtida pela superposição das três FMMs das bobinas individuais. A operação do MIT com excitação trifásica balanceada e uma distribuição espacial de bobinas em 120° contém harmônicos espaciais de ordem ímpar, que produzem FMMs com amplitude constante e que podem girar no sentido

horário ou anti-horário, onde a velocidade de cada harmônica é uma fração inteira da velocidade de rotação da componente fundamental da FMM (LIPO, 2017).

O campo magnético rotativo, ou campo magnético girante, criado no estator interage com o rotor, induzindo tensões. Caso o rotor contenha barras curto-circuitadas, ele é chamado de rotor em gaiola (em inglês *squirrel cage rotor*). A tensão induzida nas barras do rotor faz com que corrente elétrica circule por elas. A corrente induzida no rotor produz o campo magnético do rotor, porém com uma frequência elétrica menor que a frequência da fonte, proporcional à diferença de velocidade (escorregamento) entre o campo magnético do estator e o rotor. Quando dois campos magnéticos estiverem presentes em um motor, eles tendem a se alinhar, produzindo um conjugado (ou torque). Assim, o acoplamento entre o campo do rotor e o campo girante produzido pelo estator é a base do princípio de conversão de energia elétrica em mecânica nas máquinas de indução (Chapman; Laschuk, 2021; Mora, 2016).

De acordo com Chapman e Laschuk (2021), a criação do campo magnético girante pode ser entendida, quantitativamente, considerando-se um estator de um motor contendo três bobinas distribuídas espacialmente de 120° entre si, conforme mostra a Figura 1.

Figura 1 – Representação de um estator de um MIT de dois polos mostrando os vetores intensidade de campo magnético $H_{aa'}(t)$, $H_{bb'}(t)$ e $H_{cc'}(t)$ e suas distribuições espaciais.



Fonte: Chapman e Laschuk (2021).

Tensões trifásicas são aplicadas nas três bobinas fazendo com que correntes trifásicas fluam conforme mostra a equação (1) (Sen, 2013).

$$i_{aa'}(t) = I_m \sin(\omega t)$$

$$\begin{aligned} i_{bb'}(t) &= I_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ i_{cc'}(t) &= I_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (1)$$

onde I_m é o valor de pico da corrente elétrica, e t é o tempo e ω é a frequência angular definida pela equação (2).

$$\omega = 2\pi f \quad (2)$$

onde f é a frequência elétrica da fonte de alimentação.

A lei circuital de Ampère relaciona a *FMM* com a integral de superfície do produto interno entre os vetores intensidade de campo magnético, \vec{H} , e o elemento diferencial de comprimento do caminho fechado, $d\vec{l}$, que envolve a superfície S , que é equivalente ao produto entre o número de espiras, N , e a corrente elétrica, I , que circula pelo caminho fechado, conforme mostra a equação (3) (Pyrhönen; Jokinen; Hrabovcová, 2013).

$$FMM = \oint_S \vec{H} \cdot d\vec{l} = NI \quad (3)$$

Na Figura 1 a corrente na bobina aa' entra no terminal a e sai no terminal a' da bobina. O campo magnético produzido tem a intensidade dada pela equação (4) em que 0° é o ângulo espacial do vetor intensidade de campo magnético.

$$\begin{aligned} \vec{H}_{aa'}(t) &= H_m \sin(\omega t) \angle 0^\circ \\ \vec{H}_{bb'}(t) &= H_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \angle 120^\circ \\ \vec{H}_{cc'}(t) &= H_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \angle 240^\circ \end{aligned} \quad (4)$$

onde H_m é o valor de pico do vetor intensidade do campo magnético. O sentido do vetor intensidade de campo magnético $\vec{H}_{aa'}(t)$ é dado pela regra da mão direita (Bastos; Sadowski, 2003). Estes conceitos podem ser estendidos para os vetores intensidade de campo magnético $\vec{H}_{bb'}(t)$ e $\vec{H}_{cc'}(t)$ onde os ângulos espaciais são de 120° e 240° , respectivamente.

O vetor densidade de fluxo magnético, ou vetor indução magnética, \vec{B} , relaciona o vetor intensidade de campo magnético com o meio material, como definido pela equação (5).

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (5)$$

onde μ é a permeabilidade magnética do meio material. Para o entreferro de ar $\mu_r \cong 1$.

Substituindo a equação (4) na equação (5) obtém-se a equação (6).

$$\begin{aligned} \vec{B}_{aa'}(t) &= B_m \sin(\omega t) \angle 0^\circ \\ \vec{B}_{bb'}(t) &= B_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \angle 120^\circ \\ \vec{B}_{cc'}(t) &= B_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \angle 240^\circ \end{aligned} \quad (6)$$

onde B_m é o valor de pico do vetor densidade do fluxo magnético.

Para a determinação do vetor densidade de fluxo magnético líquido no estator, \vec{B}_s , pode-se determinar os vetores densidades de fluxo magnético em algum instante específico como, por exemplo, em $t = 0$ s. Fazendo essa consideração na equação (6) obtém-se a equação (7).

$$\begin{aligned} \vec{B}_{aa'}(t) &= 0 \\ \vec{B}_{bb'}(t) &= B_m \sin(-2\pi/3) \angle 120^\circ \\ \vec{B}_{cc'}(t) &= B_m \sin(+2\pi/3) \angle 240^\circ \end{aligned} \quad (7)$$

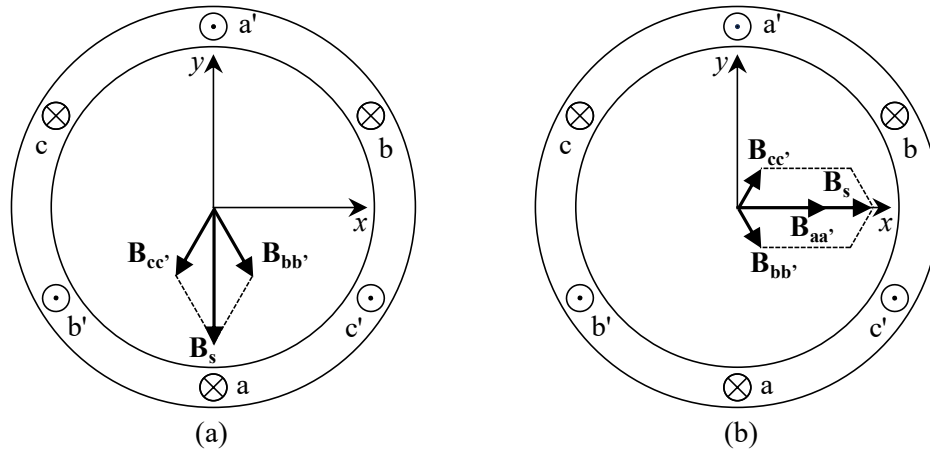
A soma vetorial das densidades de fluxo magnético, devido às contribuições das correntes dadas pela equação (7), fornece B_s , conforme mostra a equação (8).

$$\begin{aligned} \vec{B}_s &= \vec{B}_{aa'} + \vec{B}_{bb'} + \vec{B}_{cc'} \\ \vec{B}_s &= \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} B_m\right) (\cos 120^\circ \hat{x} + \sin 120^\circ \hat{y}) + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} B_m\right) (\cos 240^\circ \hat{x} + \sin 240^\circ \hat{y}) \\ \vec{B}_s &= \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} B_m\right) \left(\frac{1}{2} \hat{x} - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{y} - \frac{1}{2} \hat{x} - \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{y}\right) \\ \vec{B}_s &= \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} B_m\right) (-\sqrt{3} \hat{y}) = -1,5 B_m \hat{y} \\ \vec{B}_s &= 1,5 B_m \angle -90^\circ \end{aligned} \quad (8)$$

ondê \hat{x} representa o vetor unitário (ou versor) na direção x e \hat{y} representa o vetor unitário na direção y conforme mostra a Figura 2a. A equação (8) mostra que B_s é 1,5

vezes o módulo do vetor densidade de fluxo magnético, B_m , na direção vertical e no sentido de $-y$.

Figura 2 – Representação do vetor densidade de fluxo magnético no tempo no estator do MIT para (a) $\omega t = 0^\circ$ e (b) $\omega t = 90^\circ$.



Fonte: adaptado de Chapman e Laschuk (2021).

Para determinar o comportamento completo de B_s pode-se examinar o vetor densidade de fluxo magnético em outro instante de tempo. Considerando $\omega t = \pi/2$, na equação (1), tem-se:

$$i_{aa'}(t) = I_m \sin(\pi/2)$$

$$i_{bb'}(t) = I_m \sin(-\pi/6)$$

$$i_{cc'}(t) = I_m \sin(7\pi/6)$$

e os vetores densidades de fluxo magnético dados pela equação (6), tornam-se:

$$\vec{B}_{aa'}(t) = B_m \angle 0^\circ$$

$$\vec{B}_{bb'}(t) = -0,5B_m \angle 120^\circ$$

$$\vec{B}_{cc'}(t) = -0,5B_m \angle 240^\circ$$

O vetor \vec{B}_s , para $\omega t = \pi/2$, é apresentado pela equação (9).

$$\vec{B}_s = \vec{B}_{aa'} + \vec{B}_{bb'} + \vec{B}_{cc'}$$

$$\vec{B}_s = B_m(\cos 0^\circ \hat{x} + \sin 0^\circ \hat{y}) + \left(-\frac{1}{2}B_m\right)(\cos 120^\circ \hat{x} + \sin 120^\circ \hat{y}) + \left(-\frac{1}{2}B_m\right)(\cos 240^\circ \hat{x} + \sin 240^\circ \hat{y})$$

$$\vec{B}_s = B_m \left(1\hat{x} + \frac{1}{4}\hat{x} - \frac{\sqrt{3}}{4}\hat{y} + \frac{1}{4}\hat{x} + \frac{\sqrt{3}}{4}\hat{y} \right)$$

$$\begin{aligned}\vec{B}_s &= B_m \left(\frac{3}{2} \hat{x} \right) = 1,5B_m \hat{x} \\ \vec{B}_s &= 1,5B_m \angle 0^\circ\end{aligned}\quad (9)$$

A equação (9) mostra que o módulo de \vec{B}_s vale 1,5 vezes o módulo do vetor densidade de fluxo magnético, B_m , na direção horizontal e no sentido de $+x$ conforme mostra a Figura 2b.

Os resultados obtidos, pelas equações (8) e (9), mostram que o módulo de \vec{B}_s é constante embora o sentido do campo magnético tenha mudado, conforme apresentado na Figura 2. O campo magnético gira em sentido anti-horário, com intensidade constante. Desta forma, as equações (8) e (9) podem ser generalizadas pela equação (10).

$$\vec{B}_s(t) = (1,5B_m \sin \omega t) \hat{x} - (1,5B_m \cos \omega t) \hat{y} \quad (10)$$

A substituição na equação (10) das condições $\omega t = 0$ e $\omega t = \pi/2$ fornece os mesmos resultados para o vetor densidade de fluxo magnético obtidos pelas equações (8) e (9), com intensidade de $1,5B_m$ e com o ângulo alterando continuamente no sentido anti-horário (Chapman; Laschuk, 2021).

Segundo Sen (2013), em um motor de dois polos, em cada ciclo de variação da corrente, o campo girante representado pelo campo magnético, B_s , retorna ao seu ponto inicial. Assim, em um MIT com dois polos o campo girante percorre uma rotação a cada período completo de corrente elétrica. No caso de uma máquina conter p -polos cada período da variação da corrente produzirá um campo magnético, \vec{B}_s , com rotação de $2/p$ rotações. Portanto, a velocidade síncrona do vetor densidade de fluxo magnético, n_s , em um motor de p -polos, está relacionada com a frequência da corrente elétrica, pela equação (11).

$$n_s = \frac{120f}{p} \quad (11)$$

Quando uma corrente trifásica balanceada flui pelos enrolamentos de armadura, um campo magnético com amplitude e velocidade constantes é produzido no estator, atravessa o entreferro e induz tensão no circuito do rotor e, conseqüentemente, uma corrente elétrica irá fluir no rotor e produzirá sua própria

densidade de fluxo magnético, \vec{B}_r (vetor densidade de fluxo magnético do rotor). Se o rotor tiver liberdade, ele começará a girar, partindo do repouso, devido ao acoplamento magnético. A direção do movimento é a mesma do campo girante do estator de forma que a velocidade relativa, entre os campos girantes, do estator e do rotor, é nula, por isso o torque é constante. Eventualmente, o rotor atingirá uma velocidade mecânica nominal de regime permanente, n , que é menor que a velocidade síncrona, n_s , do campo girante do estator. No caso de $n = n_s$, não haveria tensão induzida no circuito do rotor. Portanto, a tensão induzida nas barras do rotor de um MIT, depende da velocidade relativa entre os vetores densidade de fluxo magnético do estator.

A diferença relativa entre a velocidade síncrona do campo girante do estator, n_s , e a velocidade do rotor, n , é chamada de escorregamento, s , definido pela equação (12).

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (12)$$

Da equação (12) conclui-se que $s = 0$ caso o rotor esteja girando na velocidade síncrona, ao passo que $s = 1$, se o rotor estiver estacionário. Assim, todas as velocidades normais de motor de indução recaem em algum lugar, entre estes dois limites (Chapman; Laschuk, 2021).

Quando o rotor gira na velocidade síncrona ($s = 0$) a tensão induzida no rotor será nula e a frequência elétrica induzida no rotor, $f_{er} = 0$, é nula. Por outro lado, no momento da partida ou se o rotor estiver bloqueado ($s = 1$), a frequência elétrica induzida no rotor será igual à frequência elétrica do estator, conforme mostra a equação (13).

$$f_{er} = \left(\frac{n_s - n}{n_s} \right) f \quad (13)$$

$$f_{er} = sf$$

Uma forma alternativa da equação (13) pode ser escrita substituindo a velocidade síncrona, dada pela equação (11), obtendo a equação (14).

$$f_{er} = \frac{p}{120} (n_s - n) \quad (14)$$

Portanto, o motor de indução funciona normalmente com uma velocidade próxima da velocidade síncrona, mas nunca pode operar exatamente nela. O movimento relativo deve existir para uma tensão ser induzida no circuito do rotor do motor de indução (Chapman; Laschuk, 2021).

Na próxima seção são apresentados os conceitos referentes aos aspectos construtivos dos MITs.

2.2.1 Aspectos construtivos

Os MITs são considerados máquinas com ampla aplicabilidade na indústria e para uso doméstico devido a sua confiabilidade e aplicações com partida direta ou por inversor (FAIZ, 2017). Segundo Sen (2013), os componentes básicos dos MITs são dados por:

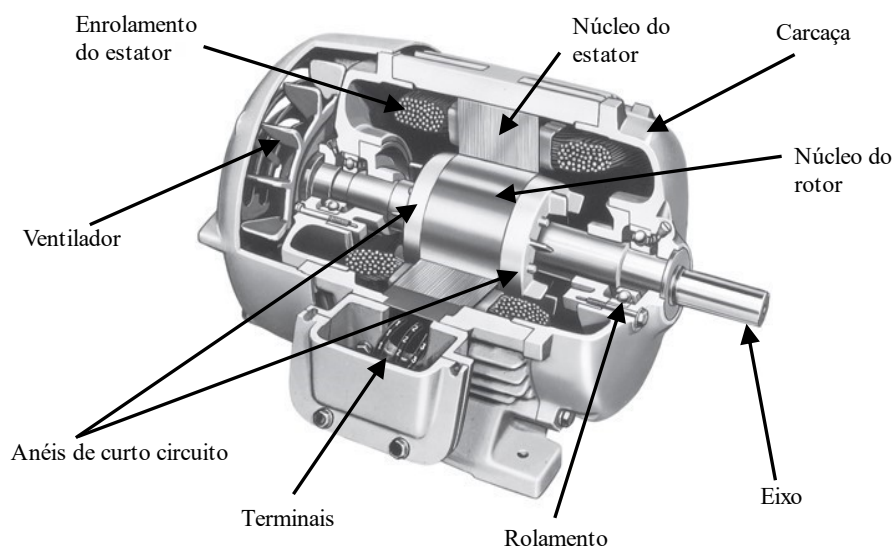
- carcaça;
- núcleo do estator;
- enrolamentos de armadura;
- núcleo do rotor;
- barras do rotor e anéis de curto-circuito;
- rolamentos;
- eixo.

O estator, considerado a parte imóvel (estacionárias) que compõe o MIT, é formado basicamente pelas partes do circuito magnético e contém os enrolamentos de armadura localizados nas ranhuras de forma simétrica, para gerar a FMM. O estator é geralmente feito de lâminas de aço isoladas, dispostas lado a lado, reduzindo as perdas magnéticas do material do núcleo por direcionar a densidade do fluxo magnético, produzida pelos enrolamentos de armadura, por caminhos adequados. Os enrolamentos de armadura trifásicos são inseridos nas ranhuras do estator e cobrem a circunferência interna do estator por uma distribuição espacial quase senoidal que garante uma menor distorção harmônica espacial das grandezas do MIT, como corrente, fluxo e torque eletromagnético. Os enrolamentos de armadura apresentam uma distribuição semelhante, mas com um deslocamento espacial nas ranhuras vizinhas. Cada enrolamento possui duas extremidades chamadas “terminal”, às quais é aplicada a tensão de alimentação que produz o campo magnético. Os enrolamentos

de armadura em um MIT podem ser conectados em Y ou em Δ e o nível de tensão que pode ser aplicada depende da capacidade de produção de torque, bem como da qualidade dos isolamentos.

O rotor é a parte móvel do motor que está solidário ao eixo, sendo responsável pela transmissão do torque à carga. A Figura 3 apresenta os detalhes de um MIT de gaiola. O eixo do motor é concêntrico ao núcleo do rotor e apoiado sobre mancais por meio de rolamentos. Além disso, o motor apresenta sistema de ventilação para auxiliar na dissipação de calor (Pyrhönen; Jokinen; Hrabovcová, 2013).

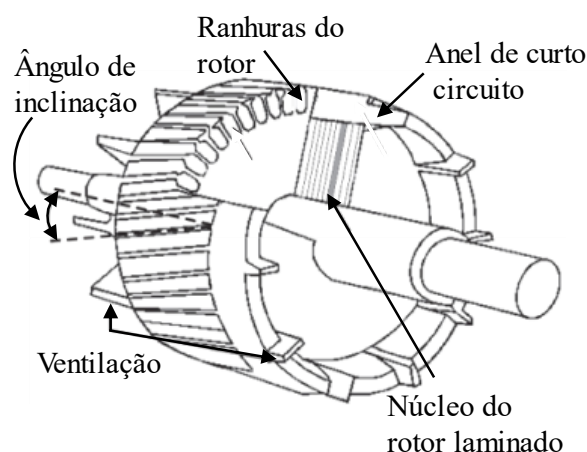
Figura 3 – Vista em corte mostrando detalhes dos componentes de um MIT de gaiola.



Fonte: adaptado de Faiz, Ghorbanian e Joksimović (2017).

A Figura 4 mostra os detalhes de um rotor de gaiola. Este rotor consiste em uma série de barras condutoras encaixadas em ranhuras na superfície do rotor e curto-circuitadas, em ambas as extremidades, pelos anéis de curto-circuito. Os anéis de curto-circuito são compostos do mesmo material das barras que, geralmente, são de alumínio. De acordo com Faiz (2017), o MIT de gaiola é amplamente utilizado devido à facilidade de construção do rotor que consiste no preenchimento das ranhuras com alumínio, promovendo uma conexão solidária entre as barras do rotor e os anéis de curto-circuito.

Figura 4 – Vista em corte mostrando detalhes do rotor de gaiola de um MIT.



Fonte: adaptado de Faiz, Ghorbanian e Joksimović (2017).

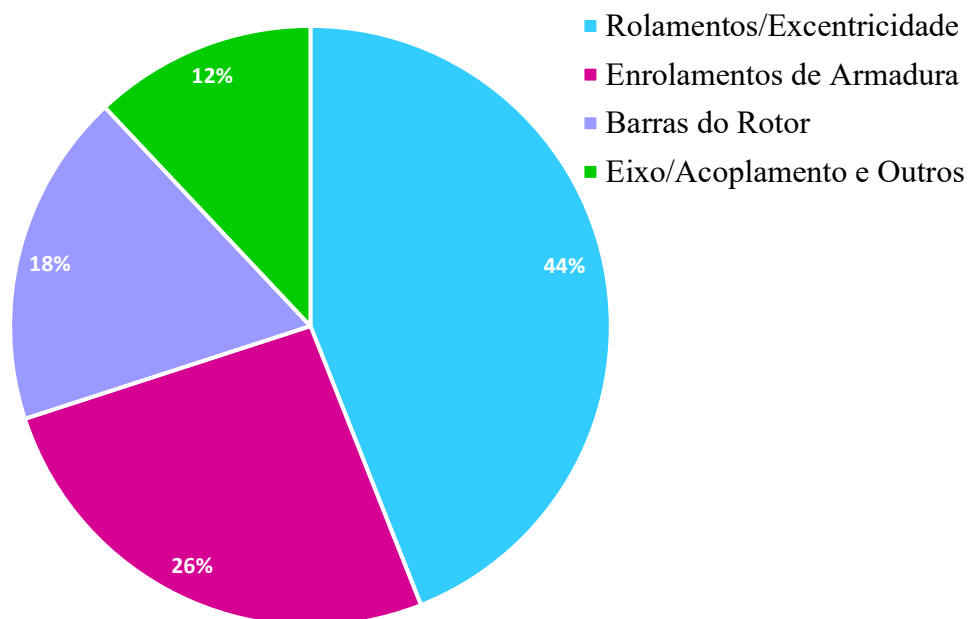
Na próxima seção são apresentados os tipos de defeitos aos quais estão sujeitos os MITs.

2.3 Tipos de defeitos

Geralmente os MITs possuem estator e rotor simétricos. Porém, devido às discrepâncias ocorridas durante o processo de fabricação, instalação e reparo, etc., o motor nem sempre é fisicamente simétrico (Yang; Huang; Liu, 2008). Os principais efeitos observados em motores com assimetrias mecânicas são: redução da eficiência, desequilíbrio de tensão e corrente devido às variações de entreferro (e conseqüentemente da densidade de fluxo magnético), aumento das harmônicas espaciais, redução do torque no eixo, além do aumento do torque pulsante (*ripple*), da vibração, do ruído e das perdas (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

Além das assimetrias, outros fatores que contribuem para danos severos em motores de indução são: sobrecargas térmica e mecânica, além de variações de velocidade (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018). Para Faiz *et al.* (2017), as avarias nas engrenagens de acoplamento e transmissão, tensões desequilibradas e inversão nas tensões de fase não são consideradas defeitos porque se originam de fatores extrínsecos ao MIT. Ao considerar MITs de potência nominal entre 0,75kW e 150kW observa-se a prevalência de falhas ocorrendo nos rolamentos (44%), seguidas das falhas nos enrolamentos de armadura (26%), barras do rotor (18%) e eixo/acoplamento entre outros (12%) conforme mostra a Figura 5 (Yatsugi *et al.*, 2023).

Figura 5 – Distribuição das diferentes falhas nos MITs.



Fonte: adaptado de Yatsugi *et al.* (2023).

A Tabela 1 apresenta os diferentes tipos de falhas em MIT. Os resultados foram obtidos do estudo em conjunto entre a IAS (*Industry Applications Society*) da IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e o EPRI (*Electric Power Research Institute*) (Liang; Ali; Zhang, 2020). O percentual de falhas associadas ao rotor representa menos de 10% do total das falhas dos MITs. Contudo, Prasad e Singh (2022) justificam a detecção e diagnóstico precoce de defeitos nas barras do rotor como importantes, pois quando uma barra do rotor quebra, a resistência equivalente associada ao circuito do rotor aumenta, fazendo com que haja redução da corrente elétrica induzida no rotor e, conseqüentemente, do torque. Para compensar isso, o rotor perde velocidade e o escorregamento aumenta. Além disso, as correntes que deveriam passar pelas barras quebradas fluem por caminhos alternativos, ou seja, pelas barras adjacentes, aumentando a corrente elétrica nas barras saudáveis, promovendo a elevação da temperatura nestas barras. A expansão térmica pode causar deterioração das barras sadias do rotor se correntes extras circularem por longos períodos. Além disso, a presença de barras quebradas no rotor aumenta a vibração, colaborando para o aumento do estresse térmico e mecânico.

Tabela 1 – Resultados considerando as falhas em motores de indução de médio porte obtidos pela IEEE e EPRI.

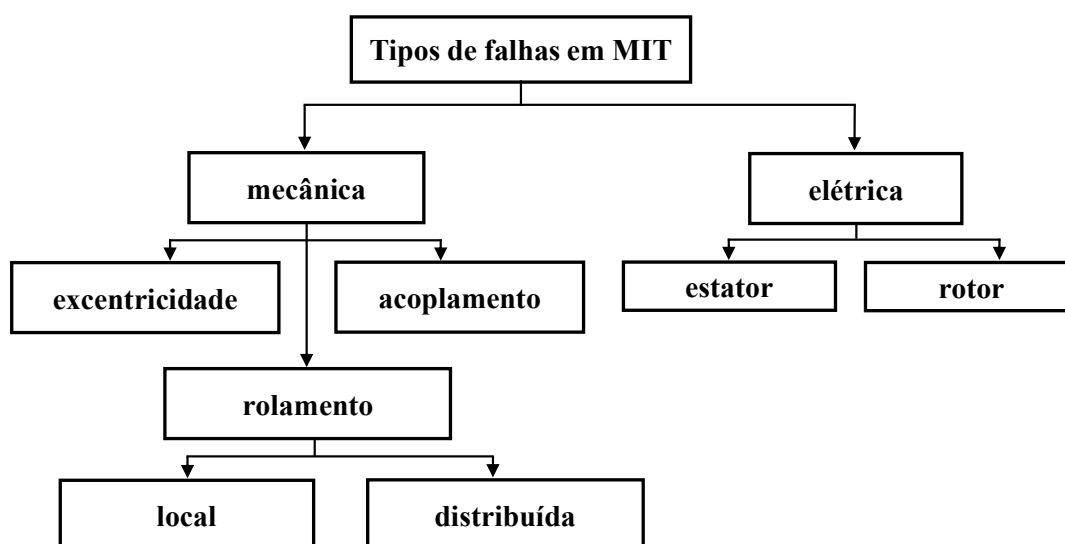
Tipo de falha	IEEE (%)	EPRI (%)
Falhas de rolamento	42	41
Falhas nos enrolamentos de armadura	28	36
Falhas no rotor	8	9
Outras	22	14

Fonte: adaptado de Liang, Ali e Zhang (2020).

Segundo Saad, Irfan e Ibrahim (2018), dependendo da localização e do componente envolvido, várias falhas podem ocorrer em um MIT. As principais falhas estão relacionadas às partes magnética, térmica, elétrica e mecânica. Os MITs com a maior probabilidade de ter barras quebradas são aqueles que estão em serviço há muitos anos, que partem com maior frequência e com alta carga inercial acoplada ao eixo (Thomson; Culbert, 2017).

De forma geral, as falhas em MITs podem ser categorizados em dois grupos: mecânicas e elétricas, conforme mostra a Figura 6. A ocorrência de excentricidade no entreferro e defeito de rolamentos são exemplos de defeitos mecânicos, enquanto, avarias nas barras do rotor e nos enrolamentos de armadura são relacionadas com defeitos elétricos (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017).

Figura 6 – Representação dos diferentes tipos de falhas mecânicas e elétricas em MITs.



Fonte: adaptado de Saad, Irfan e Ibrahim (2018).

Nas próximas duas seções são apresentados os conceitos e exemplos envolvendo defeitos mecânicos e elétricos que frequentemente ocorrem nos MITs.

2.3.1 Defeitos mecânicos

As falhas mecânicas são todas aquelas associadas à natureza mecânica, por exemplo, excentricidade do rotor (e conseqüentemente do entreferro), falhas nos rolamentos e de acoplamento de sistemas de transmissão. Porém, algumas falhas mecânicas são causadas por algum componente ou condição que promove corrosão em algum elemento do motor, falhas de fundição e mau posicionamento de alguma parte do motor de indução. Algumas vezes, um componente com defeito interno também produz uma falha mecânica como, por exemplo, a quebra parcial de algum elemento no interior do rolamento (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017).

2.3.1.1 Defeitos de excentricidade do entreferro

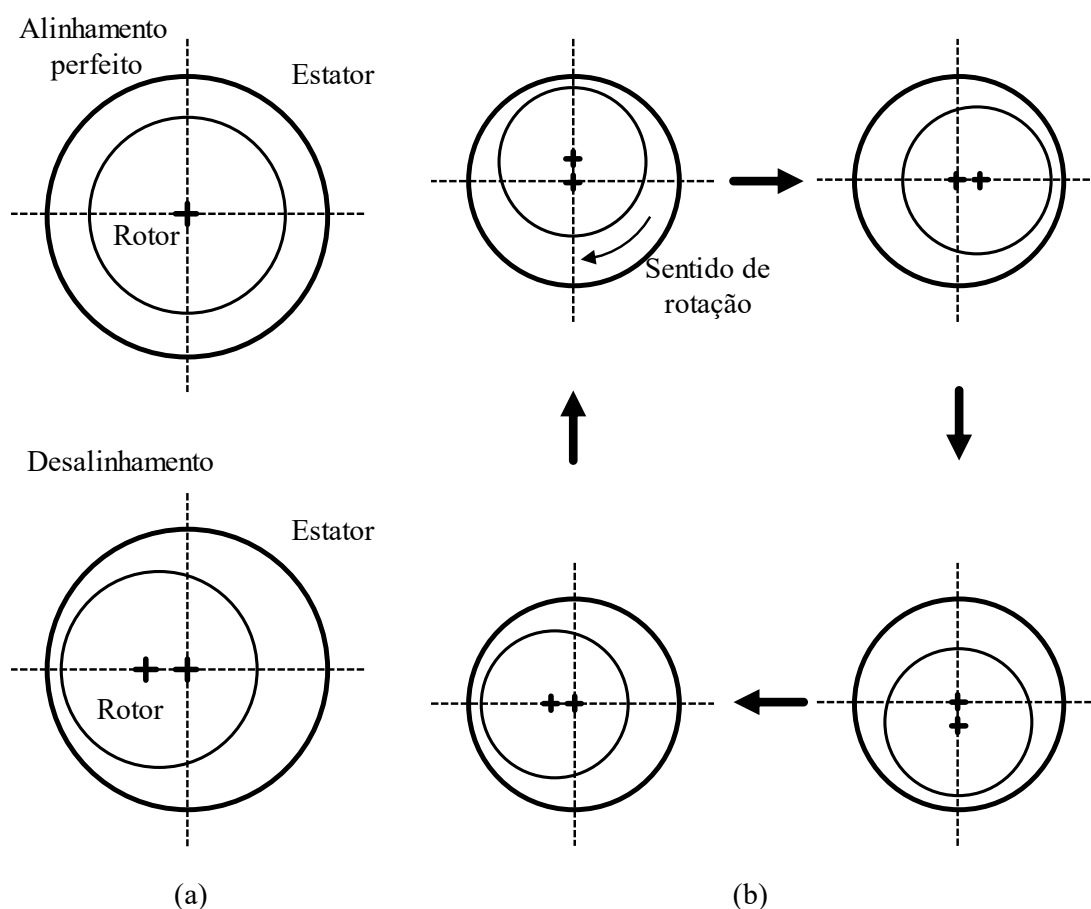
A excentricidade do entreferro é um defeito típico encontrado em rotor de MIT. Ruído e vibração na estrutura do motor são os efeitos produzidos pelo processo de excentricidade. Em um motor saudável o centro do rotor está alinhado com o centro do estator e isso deve ser válido para a condição de movimento de rotação do rotor. Segundo Thomson e Culbert (2017), no rotor podem ocorrer falhas de excentricidade como: posicionamento incorreto dos rolamentos durante a montagem, rolamentos desgastados e eixo do rotor torto. Em MITs as excentricidades do rotor podem ser classificadas em dois tipos:

- excentricidade estática: o rotor está deslocado do centro do furo do estator, mas ainda gira em torno de seu próprio eixo, ou seja, o entreferro é mínimo em uma posição fixa no espaço;
- excentricidade dinâmica: o rotor gira em torno do centro do furo do estator, mas não em torno de seu próprio centro, ou seja, a posição do entreferro mínimo muda no tempo.

A Figura 7 mostra um exemplo de falha em motores de indução associada à excentricidade estática (a) e dinâmica (b). De acordo com Saad, Irfan e Ibrahim (2018), as excentricidades estática e dinâmica frequentemente coexistem. Na prática, a centralização dos eixos do rotor com o centro do estator dificilmente ocorre. Portanto, um determinado grau de excentricidade é sempre esperado em qualquer motor real. Essa combinação das excentricidades é conhecida como excentricidade mista. Há várias causas para essa condição, entre elas: àquelas atribuídas à ovalidade do

núcleo do estator, incorreto alinhamento do estator e do rotor durante o uso, desalinhamento, eixo do rotor torto, desgaste dos rolamentos, ressonância mecânica velocidade crítica, etc. Se este tipo de condição não for detectado com antecedência, pode levar ao atrito entre o estator e o rotor, resultando em uma falha total do motor (Pal; Mohanty, 2021).

Figura 7 – Exemplo de excentricidade a) estática e b) dinâmica no MIT.

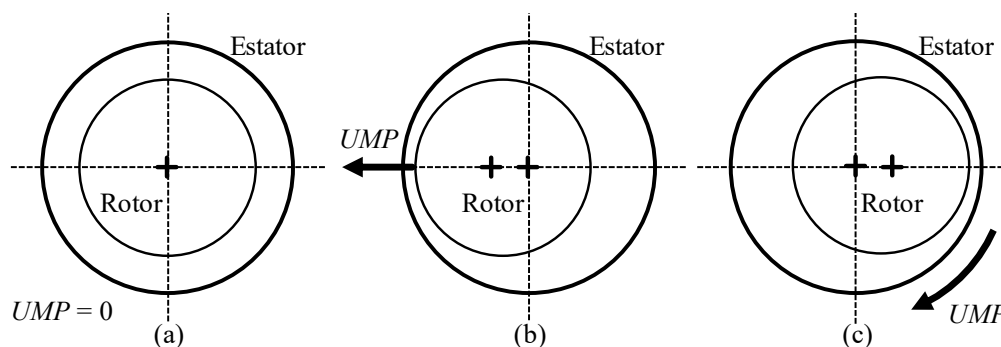


Fonte: adaptado de Saad, Irfan e Ibrahim (2018).

As excentricidades mostradas na Figura 7 resultam em alterações da dimensão do entreferro produzindo forças radiais ou forças magnéticas desequilibradas (em inglês *Unbalanced Magnetic Pull* – UMP) que atuam no rotor. Esta força magnética age no rotor deslocando-o ainda mais para fora do centro do estator. Na ausência de excentricidade, o valor de $UMP = 0$, conforme mostra a Figura 8a. Na presença de excentricidade estática, isso resulta em uma força constante numa direção específica conforme mostra a Figura 8b. Por outro lado, se houver excentricidade dinâmica a força magnética desequilibrada gira com a mesma

velocidade de rotação do rotor mostra a Figura 8c. As excentricidades causam estresse excessivo na máquina e aumentam consideravelmente o desgaste dos rolamentos (Thomson; Culbert, 2017).

Figura 8 – Exemplos de forças magnéticas desbalanceadas no entreferro quando a) não há excentricidades ($UMP = 0$); b) há apenas excentricidade estática (UMP em uma única direção; e c) apenas excentricidade dinâmica com UMP rotativa.



Fonte: adaptado de Saad, Irfan e Ibrahim (2018).

Além disso, a força magnética desequilibrada, produzida pela excentricidade, atua sobre os enrolamentos de armadura alocados na estrutura do estator gerando vibrações. Assim, pode ocorrer atrito entre estator e o rotor causando danos na isolamento dos enrolamentos do estator, além de quebra das barras ou nos anéis de curto-circuito (Dorrell; Thomson; Roach, 1997).

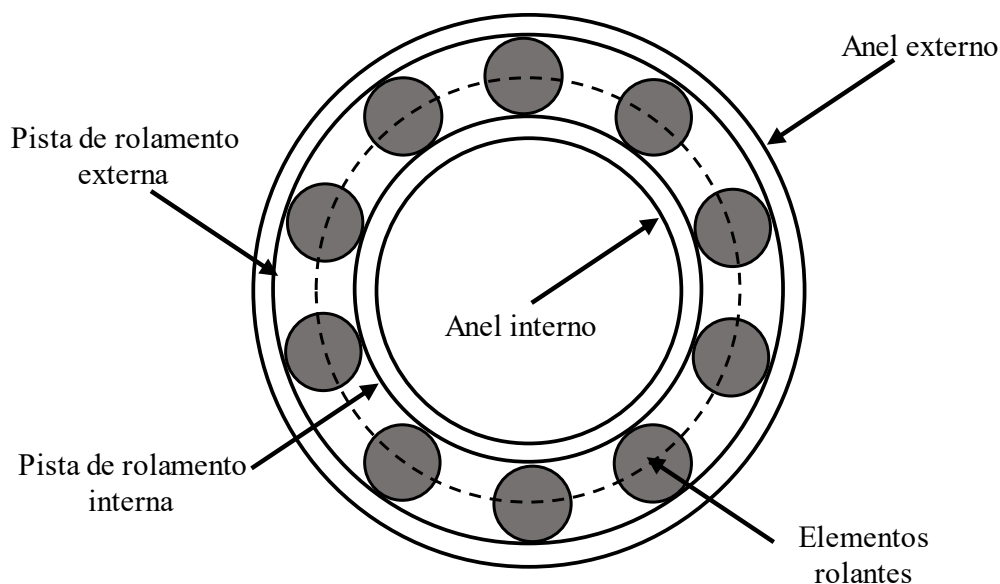
Na próxima seção é apresentada uma breve discussão sobre defeitos de rolamentos e acoplamento e como as falhas nos rolamentos influenciam no funcionamento do motor.

2.3.1.2 Defeitos nos rolamentos e de acoplamento

Rolamentos são componentes típicos encontrados em motores sendo usados para permitir a rotação do eixo. A estrutura básica de um rolamento consiste em: anéis interno e externo, pistas de rolamento interno e externo, elementos rolantes e gaiola, conforme mostra a Figura 9. Vários elementos rolantes (esferas) são colocados entre os dois anéis e separados uns dos outros pela gaiola que os mantém igualmente separados. Há fatores que contribuem para o mau funcionamento dos rolamentos como: lubrificação, contaminação, instalação inadequada, corrosão, amassamento e altas temperaturas. Segundo Saad, Irfan e Ibrahim (2018), o aumento de temperatura dos enrolamentos do estator, lubrificação imprópria, má distribuição de temperatura

através do motor e velocidade de operação do motor são os principais fatores que elevam a temperatura dos rolamentos.

Figura 9 – Estrutura básica do rolamento.



Fonte: adaptado de Saad, Irfan e Ibrahim (2018).

Dessa forma, os rolamentos devem ser monitorados regularmente para garantir que não ocorram interrupções na operação do MIT. Conforme apresentado na Tabela 1, as avarias nos rolamentos são responsáveis pela maioria das falhas nos MITs. A contínua operação mecânica promove desgastes nas pistas (interna e externa) e nos elementos rolantes. Portanto, a manutenção do estado de conservação dos rolamentos garante a operação simétrica do motor (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017; Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

Além das falhas associadas aos rolamentos, outras anormalidades como àquelas relacionadas aos sistemas de transmissão mecânicos, têm sido uma área de estudos há longo tempo. Cargas mecânicas e engrenagens estão frequentemente conectadas aos motores e uma variedade de falhas como: defeitos de engrenagens, sistemas polia-correia, desalinhamento de acoplamento podem ser encontradas nestes arranjos mecânicos (Wang *et al.*, 2020).

Um sistema de transmissão desajustado ou em falha, pode causar danos significativos a outros componentes da caixa de engrenagens. Estas avarias incluem: danos ao eixo, rolamentos e outras partes, que podem ser agravados por pedaços de dentes quebrados das engrenagens. A falha pode criar problemas em cascata,

promovendo danos extensos em outras partes do sistema (Dymov; Kotin; Sidorov, 2023).

Na próxima seção são discutidos os defeitos elétricos em MITs associados às barras quebradas de rotor e ao curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

2.3.2 Defeitos elétricos

Nos MITs são consideradas falhas elétricas todas aquelas envolvidas com uma fonte elétrica, incluindo, neste caso, as falhas relacionadas aos enrolamentos de armadura e rotor (rotor bobinado) ou das barras do rotor e anéis de curto-circuito (rotor de gaiola). As principais causas de falhas elétricas estão relacionadas aos estresses térmico, mecânico e ambiental.

Nas próximas seções são discutidas as origens e a identificação dos defeitos em barras do rotor e nos enrolamentos de armadura.

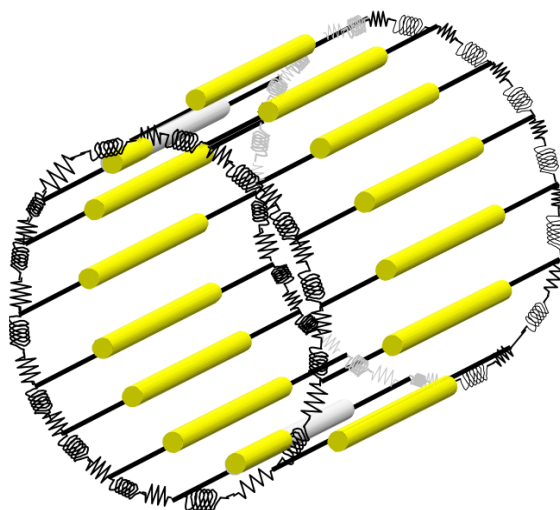
2.3.2.1 Defeitos no rotor

O rotor de um MIT de gaiola é composto por barras condutoras solidariamente conectadas aos anéis de curto-circuito, conforme mostra a Figura 10 – Circuito equivalente do rotor de gaiola de um MIT com uma barra quebrada. Figura 10. A presença de avarias em rotores de MITs caracteriza-se por barras quebradas, além de falhas nas junções entre as barras e os anéis de curto-circuito. A origem das falhas no rotor está relacionada aos processos de metalurgia e presença de bolhas de ar nos materiais ou nas junções, aumentando as probabilidades de disjunção entre as barras e os anéis de curto-circuito do rotor. No processo de fundição, as barras do rotor e os anéis de curto-circuito se tornam solidários, porém nos pontos de junção há possibilidade de quebra quando considerável esforço mecânico é aplicado (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

A presença de um defeito no rotor implica na produção de correntes rotóricas assimétricas. Assim, danos em somente uma barra podem afetar barras adjacentes. Este comportamento pode se espalhar para outras barras, causando quebra parcial, e conseqüentemente, produzindo um ponto de aquecimento que pode levar a quebra da barra do rotor. Com uma barra quebrada, o caminho de corrente elétrica deve seguir pelas barras adjacentes, provocando um aumento de estresses térmico e

mecânico nestas barras e na região dos anéis de curto-circuito entre estas barras, além de danos ao material laminado do rotor (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

Figura 10 – Circuito equivalente do rotor de gaiola de um MIT com uma barra quebrada.



Fonte: Adaptado de Bastos e Sadowski (2003).

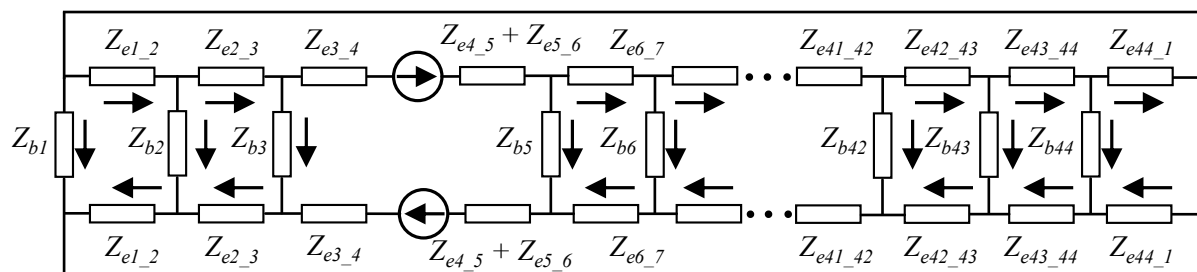
A depender do grau de severidade da ruptura das barras, diferentes abordagens são investigadas na literatura. De acordo com Saad, Irfan e Ibrahim (2018), pode-se dividir os defeitos das barras do rotor em duas categorias:

- barra parcialmente quebrada: barra que pode estar parcial ou totalmente quebrada, porém, ainda há conexão com os anéis de curto-circuito, embora a ruptura já tenha ocorrido e causado a desconexão de uma parte da junção;
- barra totalmente quebrada: barra na qual há completa desconexão da junção na qual não há possibilidade para a corrente elétrica fluir.

A Figura 11 apresenta um circuito que representa os caminhos de corrente no rotor. A modelagem considera indutores conectados em série a cada resistor, formando impedâncias. As impedâncias horizontais estão associadas às resistências e às reatâncias indutivas dos anéis de curto-circuito entre barras adjacentes ($Z_{e1_2}, \dots, Z_{e44_1}$), enquanto as impedâncias verticais correspondem às resistências e às reatâncias indutivas das barras do rotor (Z_{b1}, \dots, Z_{b44}). Quando uma barra se rompe, ela é removida do circuito e a corrente, que antes circulava pela barra, encontra um caminho alternativo através das barras adjacentes. Isto leva ao aumento da corrente nas barras próximas à barra quebrada. A corrente que deveria circular pela barra

quebrada é modelada por uma fonte de corrente ideal, conforme mostra a Figura 11 (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017).

Figura 11 – Circuito equivalente do rotor de gaiola de um MIT com uma barra quebrada.



Fonte: adaptado de Faiz, Ghorbanian e Joksimović (2017).

A primeira grandeza afetada por uma barra quebrada do rotor é a distribuição espacial de corrente elétrica, fazendo com que haja distorção do campo magnético. Essas variações produzem alterações no padrão simétrico do motor de indução. Quanto mais severas forem essas falhas, maiores serão as assimetrias. Qualitativamente, o fluxo de eventos apresentado, para qualquer evento relacionado a barra quebrada, considera que as sobrecorrentes produzem um aumento drástico dos efeitos de saturação magnética e conseqüentemente de temperatura e das perdas locais (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017; Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

2.3.2.2 Defeitos nos enrolamentos de armadura

Nos MITs as falhas relacionadas aos enrolamentos de armadura ocorrem devido às condições operacionais como superaquecimento, sobrecarga, sobretensão e falhas mecânicas. Isto pode reduzir ou danificar o isolamento dos enrolamentos de armadura, resultando em defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura (Chen; Xie; Hu, 2021). Conforme mostrado na Tabela 1, o percentual de falhas associadas às falhas nos enrolamentos de armadura está compreendido entre 28 a 36% do total de falhas em MITs. Desta forma, métodos de diagnóstico de curto entre espiras em enrolamentos de armadura têm sido amplamente estudados.

A ocorrência de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura altera significativamente as correntes trifásicas do MIT, criando saturação na região da falha. Esta corrente torna-se assimétrica e o fluxo magnético torna-se maior na bobina com falha, influenciando as correntes nas outras fases (Liang; Ali; Zhang, 2020).

A circulação de sobrecorrentes nos enrolamentos de armadura pode aumentar as perdas por efeito Joule e a elevação da temperatura acelera o processo de deterioração do isolamento. Desta forma, o aumento da densidade de corrente das bobinas/enrolamentos pode ultrapassar os valores nominais causando um ponto de aquecimento na bobina/enrolamento (Liang; Ali; Zhang, 2020). Assim, o aumento da densidade de corrente é considerado a principal fonte de degradação e de envelhecimento dos enrolamentos de armadura. Este comprometimento da isolação pode produzir diferentes tipos de defeitos em enrolamentos de armadura incluindo curto entre espiras, entre espiras e terra, entre fase e fase e entre fases e terra (FAIZ, 2017).

Nos MITs os enrolamentos de armadura são constituídos por condutores eletricamente isolados. A deterioração e danos causados ao material isolante são os principais responsáveis por defeitos nos enrolamentos de armadura. Quando o material isolante é comprometido pode ocorrer curto entre espiras (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018). Segundo Faiz, Ghorbanian e Joksimović (2017), as principais causas deste tipo de falha elétrica estão associadas aos efeitos relacionados à sobretensão (ultrapassagem dos limites toleráveis do material de isolamento), às vibrações e ao sobreaquecimento devido às sobrecorrentes.

A presença de assimetrias causadas por uma falha mecânica (rolamentos defeituosos e excentricidade de entreferro) associada com um defeito elétrico (barras de rotor quebradas) pode levar a vibrações e choques mecânicos entre as partes rotativa e estacionária, causando danos aos enrolamentos de armadura. Outra condição que acelera a degradação do isolante é resultante de uma força que atua sobre os enrolamentos de armadura que é proporcional ao quadrado da corrente elétrica. Esta força é maior em casos de sobrecargas transientes, resultando em um pulso sobre as espiras, com o dobro da frequência síncrona, atuando nas direções radial e tangencial. Este movimento dos enrolamentos de armadura, causado pela força pulsante, compromete a integridade do isolante (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018; Shashidhara; Raju, 2013).

Independentemente do tipo de curto em enrolamentos de armadura, um nível de corrente consideravelmente alto circula nos enrolamentos sem contribuir para a capacidade de produção de torque. Portanto, este tipo de falha é considerado um tipo de perda. A diferença entre os tipos de curtos é a gravidade da falha, que cresce com aumento do número de espiras envolvidas e com a redução da resistência do caminho

de curto-circuito. Ao negligenciar o diagnóstico precoce, este tipo de defeito pode progredir e causar danos irreversíveis à estrutura do estator (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017).

2.3.2.3 Identificação dos defeitos do rotor

Nos MITs durante a operação normal, os enrolamentos de armadura são alimentados por uma fonte de tensão com frequência, f , que induz um campo magnético rotativo, conforme discutido na seção 2.2. Este campo rotativo é responsável por gerar a força eletromotriz (FEM) e, conseqüentemente, induzir correntes no rotor na frequência sf , conforme mostra a equação (13). Na presença de barras quebradas no rotor, a corrente do rotor torna-se espacialmente assimétrica, produzindo um campo magnético com componentes de sequência positiva e negativa. Segundo Akin *et al.* (2008) a corrente de sequência positiva do rotor resulta em uma componente de corrente de sequência positiva no estator com frequência dada pela equação (15).

$$(1 - s)f + sf = f \quad (15)$$

A frequência f , na equação (15), corresponde à frequência fundamental de alimentação, o que inviabiliza sua utilização direta na detecção de defeitos por não introduzir variações espectrais adicionais na corrente do estator. Por outro lado, a corrente de sequência negativa no rotor gera FEMs e correntes de sequência negativa no estator, com frequência dada pela equação (16).

$$(1 - s)f - sf = (1 - 2s)f \quad (16)$$

A componente de sequência negativa resulta em modulações no espectro da corrente de linha do estator. Inicialmente, gera uma FEM no estator que se manifesta como uma banda lateral esquerda em torno da frequência fundamental, centrada em f . Esta modulação está associada a oscilações de torque e variações na velocidade do rotor. Em conseqüência, estas flutuações são refletidas como uma componente adicional $(1 + 2s)f$, denominada banda lateral direita (Faiz; Ghorbanian; Joksimović,

2017). Segundo Atta *et al.* (2022), a componente de frequência $(1 + 2s)f$ produz outra componente com frequência $(1 - 4s)f$ e esta sequência de eventos continua.

Este fenômeno não se restringe à componente fundamental, mas também se estende às harmônicas de ordem superior. Bandas laterais múltiplas se formam em torno das harmônicas hf , com espaçamento de $2sf$. Uma formulação geral das frequências das bandas laterais, f_{bl} , associadas aos defeitos em barras quebradas, é apresentada na equação (17).

$$f_{bl} = (h \pm 2ks)f \quad (17)$$

onde h é a ordem da componente harmônica (para a fundamental $h = 1$) e $k = 1, 2, 3, \dots$ denota o número da banda lateral.

Outra formulação para representar a localização das bandas laterais em torno da componente fundamental e das harmônicas de ordem superior é apresentada por M'hamed *et al.* (2018) conforme mostra a equação (18).

$$f_v = [h(1 - s) \pm (1 + 2\eta)s]f \quad (18)$$

onde η assume valores 0, 1, 2, 3,

O grau de severidade associado à assimetria do rotor, causada por barras quebradas, está diretamente correlacionado à amplitude das componentes das bandas laterais no espectro de frequência das correntes de armadura. Conforme mostrado por Benbouzid (2000), a amplitude da banda lateral esquerda tende a aumentar proporcionalmente ao número de barras rompidas. Além disso, o aumento da carga e da velocidade do motor causam o deslocamento das bandas laterais para frequências distantes da harmônica central (Li; Mechefske, 2006).

Vale destacar que, a presença de bandas laterais não é exclusividade de defeitos associadas às barras quebradas de rotor. Segundo Yazici e Kliman (1999), condições como elipticidade do rotor, desalinhamento mecânico e imperfeições construtivas também podem gerar assinaturas espectrais similares, reforçando a necessidade de diagnósticos complementares para evitar falsos positivos. Portanto, a equação (17) estabelece ponto de partida para os procedimentos de diagnóstico de defeitos considerando as falhas nas barras. Na realidade, as amplitudes destas

componentes são a característica chave no procedimento de diagnóstico de defeitos (FAIZ, 2017).

Para Thomson e Culbert (2017), alguns dos fatores que afetam a magnitude das bandas laterais incluem: gravidade e localização espacial do defeito, carga e velocidade, tensão de alimentação e estrutura do motor. Portanto, os tipos de defeitos que podem ocorrer em rotores podem ser variados e incluir danos sutis, além da quebra real da barra. Assim, pode-se elencar algumas condições que afetam a magnitude das bandas laterais, como:

- mudanças de carga e escorregamento em um rotor com defeito pré-existente;
- falha relacionada a junção da barra com os anéis de curto-circuito criando uma assimetria na gaiola do rotor;
- porosidade inserida no processo de fundição da gaiola do rotor causando, conseqüentemente, a formação de arcos elétricos;
- barras quebradas parcialmente (as quais ainda têm contato com as junções dos anéis de curto-circuito) produzindo pontos de alta resistência, devido à redução da área de contato efetiva entre as barras e os anéis de curto-circuito;
- correntes entre barras que podem fluir através do núcleo do rotor, quando ocorre a quebra de uma ou várias barras. Isso pode mascarar o problema de barra quebrada do rotor porque reduz a magnitude das bandas laterais, localizadas em $\pm 2sf$, em torno da frequência fundamental. Dependendo da condutividade do núcleo do rotor, podem ocorrer danos ao isolamento das laminações devido ao superaquecimento;
- fraturas que iniciam no topo da barra e seguem, por exemplo, até uma determinada profundidade da barra.

A magnitude das bandas laterais pode ser utilizada para estimar o número de barras quebradas no rotor. A equação (19) proposta por Thomson e Fenge (2003), permite estimar o número de barras quebradas do rotor, N_{bqr} , levando em conta o número de barras do rotor, N_{br} , a quantidade de polos, p , e a diferença de magnitude, em dB, entre a componente da frequência fundamental e a banda lateral esquerda, N_{dB} .

$$N_{bqr} = \frac{2N_{br}}{10^{\frac{N_{dB}}{20}} + \frac{p}{2}} \quad (19)$$

Devido à variedade de defeitos que podem ocorrer é impossível prever com exatidão o número de barras quebradas do rotor. Além disso, as informações disponíveis nos dados da placa do motor não incluem o número de barras do rotor, o que pode tornar a estimativa do número de barras quebradas uma tarefa inviável (Thomson; Culbert, 2017).

Dessa forma, esforços são feitos para encontrar a correlação entre os fatores relacionados às falhas em rotores e a respectiva magnitude associada. Portanto, é desejável que métodos de identificação de falhas sejam implementados em aplicações industriais. Além disso, o diagnóstico precoce entre um estado operacional saudável e um defeituoso é sempre apreciado na indústria (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

2.3.2.4 Identificação dos defeitos em enrolamentos de armadura

Os métodos de diagnóstico de defeitos utilizando sinais elétricos podem ser divididos em três categorias: a primeira é o uso direto de sinais elétricos, a segunda é o processamento de correlação de sinais elétricos; e a terceira é a redefinição das características ou operações matemáticas de sinais elétricos (Chen; Xie; Hu, 2021).

Uma técnica não invasiva baseada no uso direto dos sinais elétricos emprega a teoria das componentes simétricas, no domínio do tempo, para detecção de falhas de curto entre espiras em enrolamentos de armadura. A teoria das componentes simétricas, amplamente utilizada na análise de sistemas de potência sujeitos a condições de desequilíbrio ou de falhas, pode ser facilmente implementada em análises de curto entre espiras em enrolamentos de armadura de MITs (de Oliveira *et al.*, 2000).

O método consiste em decompor um sistema trifásico desequilibrado em três sistemas monofásicos equilibrados. O primeiro sistema, denominado circuito de sequência zero, é composto de fasores iguais, coplanares e sem defasagem angular. O segundo e o terceiro sistemas são simétricos, onde os três fasores apresentam o mesmo módulo, porém defasados de 120° entre si. O segundo, denomina-se de sequência positiva, com a mesma sequência de fase do sistema trifásico original

desequilibrado. O terceiro denomina-se de sequência negativa, porém com sequência de fase contrária a do sistema trifásico original desequilibrado (Sottile; Kohler, 1993).

Os fasores, por exemplo, das tensões das fases A, B e C correspondem a soma dos fasores de sequência zero (A0), positiva (A1) e negativa (A2), conforme mostra a equação (20).

$$\begin{aligned}\dot{V}_A &= \dot{V}_{A0} + \dot{V}_{A1} + \dot{V}_{A2} \\ \dot{V}_B &= \dot{V}_{B0} + \dot{V}_{B1} + \dot{V}_{B2} \\ \dot{V}_C &= \dot{V}_{C0} + \dot{V}_{C1} + \dot{V}_{C2}\end{aligned}\quad (20)$$

Utilizando a notação fasorial $1\angle 120^\circ = e^{j120^\circ} = \dot{a}$ e simplificando as componentes sequência A, B e C, em função de \dot{V}_{A0} , \dot{V}_{A1} e \dot{V}_{A2} , obtém-se a equação (21) na notação matricial.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_A \\ \dot{V}_B \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \dot{a}^2 & \dot{a} \\ 1 & \dot{a} & \dot{a}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{A0} \\ \dot{V}_{A1} \\ \dot{V}_{A2} \end{bmatrix}\quad (21)$$

Aplicando a transformada de Fortescue na equação (21) obtêm-se as componentes simétricas sequência zero, positiva e negativa, conforme mostra a equação (22).

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{A0} \\ \dot{V}_{A1} \\ \dot{V}_{A2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \dot{a} & \dot{a}^2 \\ 1 & \dot{a}^2 & \dot{a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_A \\ \dot{V}_B \\ \dot{V}_C \end{bmatrix}\quad (22)$$

Quando a fonte de alimentação trifásica e a carga são equilibradas, somente a componente de sequência positiva existe. As outras componentes simétricas (sequência negativa e zero) permanecem nulas. Uma propriedade, expressa nessas três equações, é que os diferentes componentes de sequência não interagem entre si, ou seja, as quedas de tensão em cada sequência são causadas pelos componentes de tensão e corrente daquela mesma sequência (Sottile; Kohler, 1993).

A teoria das componentes simétricas pode ser empregada para a detecção de falhas, como às de curto entre espiras em enrolamentos de armadura, visto que, uma assimetria é introduzida nos enrolamentos do MIT e, conseqüentemente, uma componente de sequência negativa é originada. As alterações das componentes de sequência negativa da corrente podem ser mensuradas pela razão entre os módulos

das componentes de sequência negativa e positiva, denominado de fator de desequilíbrio da corrente de sequência negativa, ou índice γ , conforme mostra na equação (23) (Chicco; Mazza, 2019; Chicco; Postolache; Toader, 2007).

$$\gamma = \frac{|I_{A2}^{\cdot}|}{|I_{A1}^{\cdot}|} \quad (23)$$

Sottile e Kohler (1993) propõem um indicador denominado impedância de sequência negativa eficaz que relaciona a tensão e a corrente de sequência negativa conforme mostra a equação (24).

$$|Z_{A2}| = \frac{|V_{A2}^{\cdot}|}{|I_{A2}^{\cdot}|} \quad (24)$$

A vantagem da implementação desta metodologia inclui a facilidade de obtenção dos fasores de tensão e corrente, além de não haver a necessidade de modelar o MIT nem ter conhecimento dos parâmetros específicos de cada motor (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017).

Na próxima seção são apresentados os conceitos relacionados aos métodos de identificação de defeitos de MIT baseados na análise no domínio da frequência.

2.4 Métodos de identificação baseados em espectro de frequência

O monitoramento e diagnóstico dos componentes de uma planta industrial são procedimentos utilizados na detecção das condições de defeitos, especialmente em estágios iniciais, tornando estes sistemas vitais na indústria, visto que a detecção precoce de falhas reduz o tempo de inatividade das operações, além de diminuir as chances de danos severos às máquinas. Assim, com objetivo de aumentar a produtividade, confiabilidade e segurança de máquinas elétricas, os sistemas de monitoramento são utilizados, segundo Saad (2018), para:

- reduzir tempo de parada de processos de produção;
- diminuir os custos de manutenção;
- determinar o tipo de defeito nos MITs;
- aumentar a confiabilidade dos motores e seus componentes;
- otimizar o uso de peças de reposição e da mão de obra;
- maximizar o desempenho da máquina;

- melhorar a precisão na detecção de falhas.

Nos MITs as grandezas elétricas (corrente e tensão) associadas às entradas e grandezas mecânicas (torque e velocidade) associadas às saídas podem ser medidas. Para monitorar o MIT pode-se mensurar/amostrar estas grandezas utilizando-se sensores. As técnicas de monitoramento são classificadas como invasivas e não invasivas, dependendo do tipo e local onde os sensores são instalados. Geralmente, sinais mecânicos requerem técnicas invasivas enquanto sinais elétricos utilizam técnicas não invasivas. Os métodos invasivos empregados na detecção de falhas nos MITs utilizam técnicas baseadas em análise térmica, química e de vibração. Por outro lado, as técnicas não invasivas podem diagnosticar defeitos em MITs utilizando as grandezas como corrente elétrica, tensão e potência utilizando métodos de análise e processamento como: da potência instantânea (em inglês *Instantaneous Power Analysis* – IPA), vetor de Park (em inglês *Park Vector Analysis* – PVA), wavelet e MCSA (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

Segundo Saad, Irfan e Ibrahim (2018), a técnica da MCSA é baseada na análise espectral do sinal das correntes do motor. A escolha desta metodologia apresenta vantagens por ser uma técnica não invasiva, além de não exigir manobras operacionais para realizar as leituras do sinal das correntes do estator. A MCSA pode ser utilizada no domínio do tempo ou da frequência (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017; Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

As técnicas baseadas em MCSA são amplamente empregadas para a monitoramento e detecção de defeitos, como, por exemplo, aqueles devido ao curto entre espiras nos enrolamentos de armadura de MITs. Uma das abordagens utiliza as frequências das harmônicas, conhecidas como harmônicas de ranhura do rotor (em inglês *Rotor Slot Harmonic* – RSH), que surgem devido às ranhuras do rotor, conforme mostra a equação (25) (Bonet-Jara; Pons-Llinares; Gyftakis, 2023; Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017; Sharifi; Ebrahimi, 2011).

$$f_{RSH} = \left[k_1 \frac{2N_{br}}{p} (1 - s) \pm 1 \right] f \quad (25)$$

onde $k_1 = 1, 2, 3 \dots$. Para $k_1 = 1$, a equação (25) fornece a harmônica de primeira ordem da ranhura do rotor ou a harmônica principal da ranhura (em inglês *Principal*

Slot Harmonic – PSH). Na equação (25) para cada k_1 há um par de harmônicas tal que a frequência entre elas é o dobro da frequência de alimentação (Sharifi; Ebrahimi, 2011). As ordens das harmônicas das ranhuras do rotor são determinadas pela equação (26) (Nandi; Toliyat, 2002).

$$N_{RSH} = k_1 \frac{2N_{br}}{p} \pm 1 \quad (26)$$

Thomson e Fenger (2001) apresentam uma metodologia de análise baseada na MCSA para identificar determinadas frequências nas correntes do MIT, associadas aos defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura. A equação (27) mostra como determinar estas frequências considerando a presença de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

$$f_{st} = \left[\frac{2n_{st}}{p} (1 - s) \pm k_2 \right] f \quad (27)$$

onde $k_2 = 1, 3, 5, \dots$, $n_{st} = 1, 2, 3, \dots, p - 1$. As metodologias baseadas na identificação de frequências devido a curto entre espiras nos enrolamentos de armadura, utilizando a MCSA (equações (25) e (27)), necessitam do conhecimento prévio do escorregamento. Para algumas aplicações isto pode apresentar uma dificuldade extra, visto que os dados de velocidade do rotor não estão disponíveis.

Na seção 2.3.2.4 foi abordado o uso da técnica baseada na teoria das componentes simétricas onde a presença de correntes de sequência negativa é interpretada como um indicador de defeitos em enrolamentos de armadura em MITs. A interação entre as componentes de sequência negativa e de sequência positiva, resulta em pequenas oscilações no torque eletromecânico, com o dobro da frequência fundamental (Cheng; Zhang; Habetler, 2011).

Zorig *et al.* (2022) apresentam um estudo para detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura de MITs realizando a análise dos sinais do torque eletromagnético, via FFT. A teoria empregada baseia-se no fato de que a primeira componente de corrente adicional, introduzida por uma assimetria elétrica ou magnética do estator, produz uma componente de sequência negativa na frequência $-sf$. A interação desta componente com a frequência da corrente do rotor produz uma

pulsção de torque o que resulta em forças eletromagnéticas com frequência, $2f$, conforme generalizado pela equação (28).

$$f_{sc\tau} = 2k_1f \quad (28)$$

Assim, a detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura pode ser realizada ao analisar o espectro de frequência do torque eletromagnético.

Os defeitos presentes em MITs, associados ao curto entre espiras nos enrolamentos de armadura e de barras quebradas rotor, criam assimetrias eletromagnéticas refletidas nas correntes trifásicas do MIT. O emprego de técnicas como a MCSA, para analisar os sinais de correntes, fornece o espectro de frequência (ou espectro de Fourier), o que permite identificar a amplitude e a localização das frequências presentes nos sinais amostrados.

Na Figura 12a é mostrada uma representação genérica de um espectro de frequência mostrando a localização das frequências $\pm 2ksf$, em torno da componente fundamental, nas formas discretizada e normalizada, considerando a subharmônica de ordem 1 ($k = 1$). A Figura 12b mostra a representação frequentemente encontrada na literatura, em dB, onde o espectro de frequência é contínuo e normalizado, enquanto que, a Figura 12c mostra o espectro de frequência contínuo, porém com valor nominal da corrente.

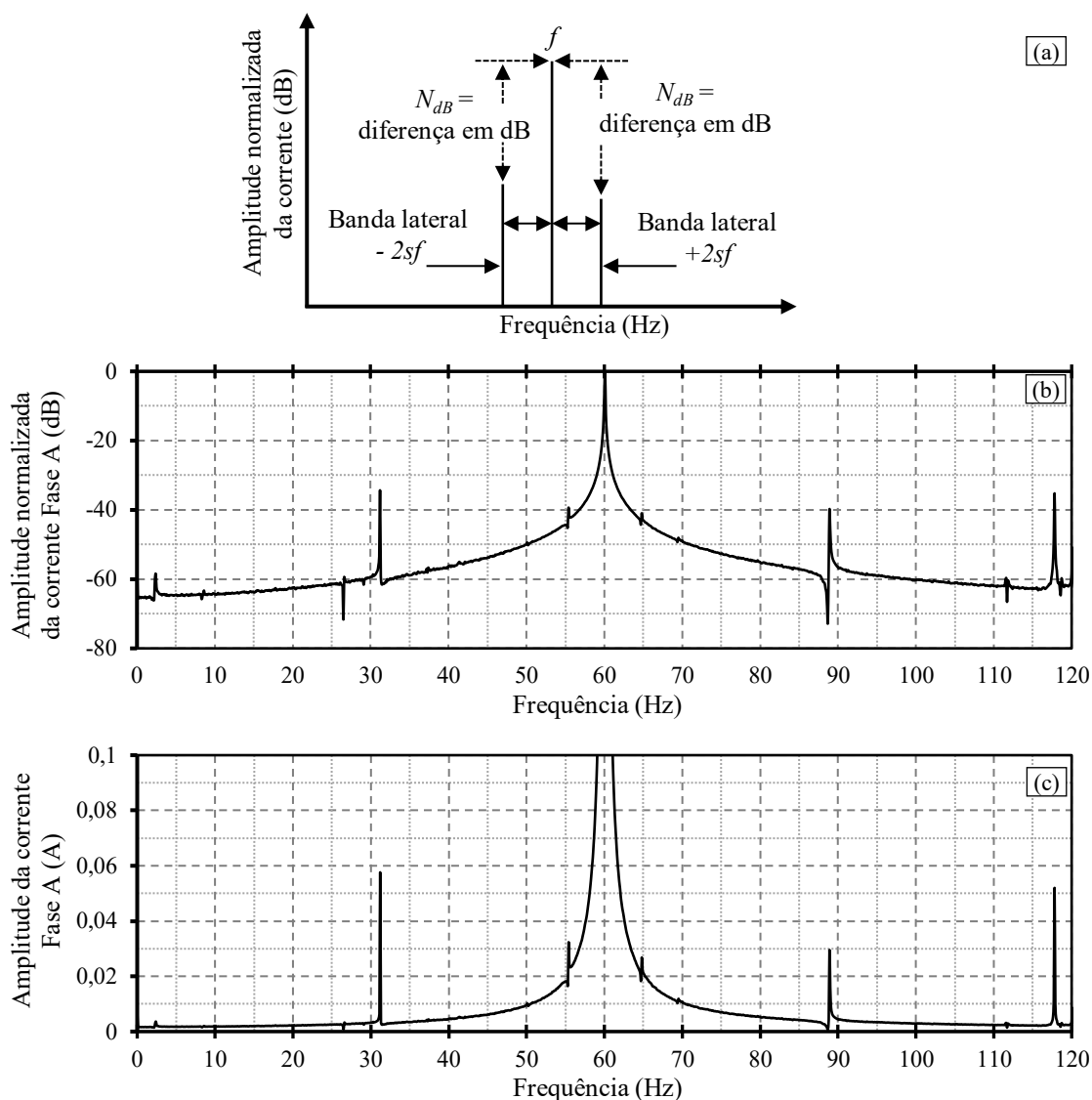
Segundo Thomson e Culbert (2017), o espectro de Fourier fornecido por um processador digital de sinais emprega a seguinte terminologia:

- a faixa de frequência (eixo das abscissas), sobre a qual o espectro é computado a partir da forma de onda de corrente analógica de entrada; é chamada de intervalo de frequência;
- a faixa de amplitude dinâmica (eixo das ordenadas) para MCSA é dada em dB, de modo que uma grande faixa dinâmica é exibida, porém, este eixo pode apresentar a magnitude normalizada.

As análises das magnitudes e das localizações das frequências características podem fornecer informações sobre o estado do MIT. Por exemplo, a presença de defeitos como os de barras quebradas de rotor insere componentes harmônicas com frequências com localizações características, em torno da

componente fundamental e das harmônicas. Contudo, vale ressaltar que cada tipo de defeito apresenta um determinado padrão, com amplitudes e localizações das frequências em posições específicas (Faiz; Ghorbanian; Joksimović, 2017).

Figura 12 – Representação genérica mostrando as posições e as amplitudes das bandas laterais em torno da componente fundamental para o caso a) discreto e b) contínuo e normalizado, em dB, e c) contínuo em grandeza de corrente nominal.



Fonte: autoria própria.

No próximo capítulo são apresentadas a metodologia empregada para o desenvolvimento do modelo numérico do MIT simulado e a descrição das técnicas empregadas para detecção de defeitos de barras quebradas do rotor e de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura. A identificação de defeitos de barras quebradas do rotor, utilizando um banco de dados experimental, também é mostrada.

3 METODOLOGIA

Neste trabalho foi desenvolvido o modelo numérico de um MIT sadio utilizando o *software* Ansys – Maxwell. A partir do modelo sadio foram implementados dois outros modelos de MIT para incluir, separadamente, os defeitos de barras quebradas de rotor e curto entre espiras em enrolamentos de armadura. Além disso, um banco de dados experimental foi utilizado para construir os espectros de frequência das correntes de fase de um MIT real, utilizando a MCSA para identificação das localizações das frequências características inseridas devido aos defeitos de barras quebradas do rotor. Técnicas de detecção de defeitos no domínio do tempo (teoria das componentes simétricas) e no domínio da frequência (MCSA e FFT) foram empregadas para investigar as abordagens teóricas empregadas nas análises.

Nas próximas seções são descritas as metodologias utilizadas para os casos envolvendo as simulações do modelo numérico do MIT e do banco de dados experimental.

3.1 Descrição do modelo eletromagnético do MIT

Nesta seção é descrito o modelo numérico do MIT sadio, com defeitos de barras quebradas do rotor e curto entre espiras em enrolamentos de armadura. A modelagem do MIT foi realizada considerando os parâmetros apresentados na Tabela 2 e o *software* Ansys – Maxwell foi empregado para implementação do modelo numérico do MIT, conforme mostra a Figura 13.

Tabela 2 – Características nominais do MIT simulado.

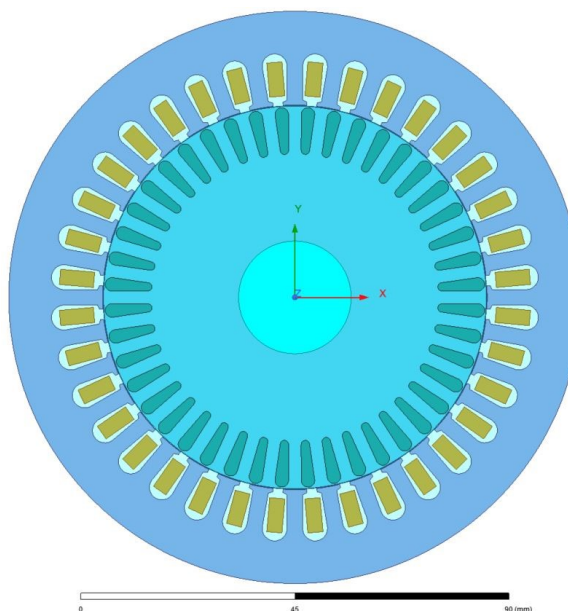
Potência	P	750 W
Tensão	V	220/380 V
Corrente nominal	I	3,01/1,75 A
Frequência	f	60 Hz
Número de polos	p	4
Rotação nominal	rpm	1770 rpm
Torque nominal	T	4,08 Nm

Fonte: autoria própria.

O MIT sadio simulado contém 36 ranhuras no estator, as quais estão distribuídas em 12 ranhuras/fase (= 3 ranhuras/fase/polo). Cada conjunto de bobinas contém 51 espiras de alumínio com ligação série. A excitação do conjunto de bobinas do MIT é feita com a ligação delta, com as tensões equilibradas de linha (V_{ab} , V_{bc} e

V_{ca}) de amplitude de $220 V_{rms}$, obtidas a partir das fontes de tensão equilibradas de fase (V_{an} , V_{bn} e V_{cn}) de amplitude de $127 V_{rms}$, com defasagem de 0° , -120° e $+120^\circ$, correspondendo à sequência positiva A-B-C.

Figura 13 – Representação do MIT projetado em 2D no software Ansys – Maxwell.

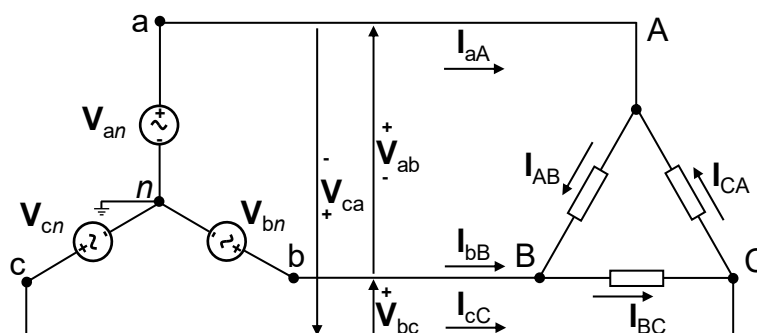


Fonte: autoria própria.

A Figura 14 mostra a nomenclatura convencional para descrever as grandezas de linha e de fase para as tensões e correntes. As correntes de linha são definidas por I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} , enquanto as correntes de fase na carga (MIT) são representadas por I_{AB} , I_{BC} e I_{CA} . Desta forma, a bobina A está localizada entre os pontos A e B, a bobina B está localizada entre os pontos B e C e a bobina C está localizada entre os pontos C e A.

O rotor possui 44 ranhuras preenchidas por barras de alumínio conectadas aos anéis de curto-circuito. As barras do rotor e as resistências nos anéis de curto-circuito são modeladas com auxílio de um circuito externo como mostra a Figura 15. Os resistores R_{er_b2b} , em série com o amperímetro "A", modelam a resistência do anel de curto-circuito correspondendo à região entre duas barras adjacentes. O indutor $LRBAR_x$, onde $x = 1, 2, \dots, 44$, modela a indutância das barras. As impedâncias das barras são calculadas pela ferramenta de simulação de forma implícita, visto que o valor da reatância indutiva de cada barra depende de parâmetros como: posição espacial (angular) da barra do rotor, densidade de fluxo magnético, escorregamento e se há presença de defeito em barras adjacentes.

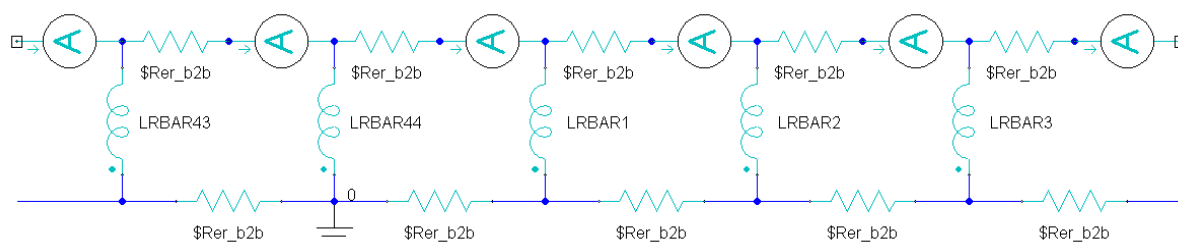
Figura 14 – Circuito de excitação do MIT simulado mostrando as tensões de fase V_{an} , V_{bn} e V_{cn} , tensões de linha V_{ab} , V_{bc} e V_{ca} , correntes de linha I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} e correntes de fase I_{AB} , I_{BC} e I_{CA} .



Fonte: autoria própria.

A inserção de barras quebradas no modelo numérico do MIT é feita removendo as barras sadias do circuito externo apresentado na. Foram realizadas simulações para o MIT nas condições: sadio, com 1, 2, 3 e 4 barras quebradas do rotor. Além disso, a ferramenta de simulação permite configurar, não simultaneamente, as condições do rotor com velocidade constante ou com carga constante. O *software* Ansys – Maxwell utiliza a resolução das equações eletromagnéticas com o MEF. Todas as simulações foram realizadas considerando o tempo de $t = 12$ s com passo de $t_p = 0,5$ ms.

Figura 15 – Circuito externo utilizado no *software* Ansys – Maxwell para representar o circuito do rotor do MIT.



Fonte: autoria própria.

Os sinais amostrados do MIT são compostos de séries temporais com duração de $t = 10$ s (= 600 ciclos), considerando o MIT operando em regime permanente, fornecendo uma resolução para a FFT de 0,1 Hz. Os sinais temporais, utilizados para obtenção dos espectros de frequência, contêm frequência de amostragem de 19200 Hz, visto que o *software* Ansys – Maxwell fornece, por meio de interpolação, diferentes frequências de amostragem.

A modelagem do MIT inclui simulações realizadas com rotor inclinado (inclinação de uma ranhura do estator) e com o rotor sem rotor inclinado.

3.2 Descrição das características do banco de dados experimental utilizado para detecção de defeitos de barras quebradas do rotor

Nesta seção é apresentada a descrição das características do banco de dados experimental. O banco de dados contém sinais elétricos e mecânicos de experimentos com um MIT com rotor sadio e com 1, 2, 3 e 4 barras adjacentes rompidas, intencionalmente, para simular um defeito completo de barra. Os testes experimentais foram realizados para diferentes cargas mecânicas no eixo MIT e diferentes gravidades de defeitos de barra quebrada no rotor do motor, incluindo dados referentes ao rotor sem defeitos (Elly Tremli; Andrade Flauzino; Ravazzoli Maciejewski, 2020).

Segundo Tremli *et al.*, (2020), a bancada experimental consiste em um MIT acoplado a uma máquina de corrente contínua, que funciona como um gerador simulando o torque de carga. O acionamento é realizado por meio de um quadro de comando que permite a seleção do tipo de acionamento: estrela ou triângulo, tipo de alimentação: tensão direta da rede ou por meio de inversor trifásico. A ligação estrela (Y) é utilizada na fonte de alimentação e na carga (MIT). Logo, as medidas de tensão e corrente representam as grandezas de fase. Algumas características do MIT são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 – Características do MIT utilizado nos ensaios experimentais.

Potência	P	1 hp
Tensão	V	220/380 V
Corrente nominal	I	3,01/1,75 A
Frequência	f	60 Hz
Número de polos	p	4
Rotação nominal	rpm	1715 rpm
Torque nominal	T	4,1 Nm

Fonte: autoria própria.

O rotor é do tipo gaiola de esquilo, composto por 34 barras e os ensaios foram realizados considerando cargas no eixo do MIT de 0,5 Nm, 1 Nm, 1,5 Nm, 2 Nm, 2,5 Nm, 3 Nm, 3,5 Nm e 4 Nm. Para cada condição de carregamento do eixo do motor, foram realizadas medidas com dez repetições. Na condição de rotor com barra quebrada, para simular a falha no rotor do MIT, foi necessário perfurar o rotor. As perfurações foram realizadas com broca de tamanho suficiente para garantir que não haja caminhos para circulação de corrente. As barras do rotor rompidas são adjacentes à primeira barra do rotor, sendo testados quatro rotores, onde: o primeiro

tem uma barra quebrada, o segundo duas adjacentes barras quebradas e assim por diante, com um rotor contendo quatro barras quebradas.

Os sinais foram amostrados simultaneamente por 18 s para cada condição de carga e dez repetições foram realizadas do estado transiente ao estado estacionário do motor de indução. A frequência de amostragem utilizada foi de 19200 Hz. Desta forma, utilizando o sistema de aquisição de dados, para cada experimento de cada carregamento, foram adquiridas as seguintes variáveis: tensões nas fases A, B e C, correntes nas fases A, B e C e cinco sinais mecânicos (não utilizados neste trabalho).

O banco de dados está organizado como uma estrutura do aplicativo MATLAB. A estrutura "struct_rs_R1" apresenta os dados experimentais referentes ao motor de indução sem defeito, "struct_r1b_R1" referente ao rotor com uma barra quebrada, "struct_r2b_R1" referente ao rotor com duas barras quebradas, "struct_r3b_R1" referente ao rotor com três barras quebradas e "struct_r4b_R1" para o rotor com quatro barras quebradas. Ao carregar os arquivos contendo os dados experimentais de cada estrutura no aplicativo MATLAB, é possível visualizar os dados experimentais para cada uma das cargas mecânicas impostas ao eixo do motor, sendo possível observar os dados experimentais para cada variável monitorada.

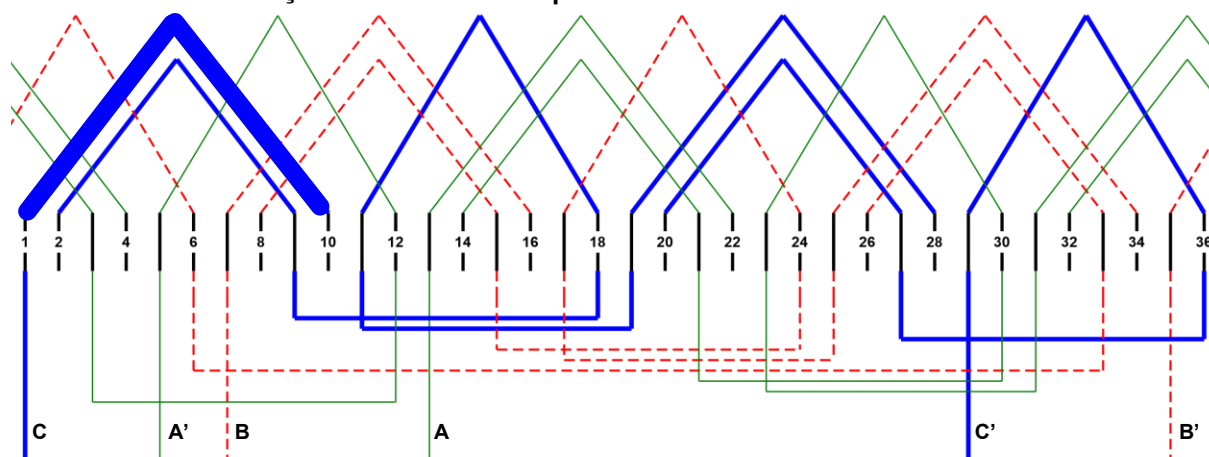
Os sinais utilizados a partir do banco de dados experimental são compostos de séries temporais com duração de 10 s (= 600 ciclos), iniciando em 8 s até 18 s, garantindo a operação em regime permanente.

3.3 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura

Nesta seção são descritas as alterações realizadas no modelo numérico do MIT sadio para incluir os defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura e os desequilíbrios nas tensões de alimentação.

A Figura 16 mostra o esquema de bobinagem utilizado no modelo numérico do MIT implementado no *software* Ansys – Maxwell. Cada uma das fases (A, B e C) é composta por um conjunto de 6 bobinas. Cada bobina contém 51 espiras de alumínio. As bobinas da fase C estão localizadas entre os pontos C-A (Figura 14). Em uma das bobinas da fase C, inserida nas ranhuras 1 – 10, foi aplicado o curto entre espiras conforme destacado pelo traço de maior espessura na Figura 16.

Figura 16 – Esquema de bobinagem trifásico utilizado no modelo numérico do MIT simulado destacando a localização do curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C.



Fonte: autoria própria.

Para incluir os diferentes níveis de curto entre espiras em enrolamentos de armadura foram realizadas alterações no número de espiras da bobina 1 – 10 e na resistência elétrica da bobina da fase C, conforme indicado na Tabela 4.

Tabela 4 – Características da bobina 1 – 10 da fase C do modelo numérico do MIT para os diferentes níveis de curto entre espiras.

Nível de curto entre espiras (%)	0	2	4	8	12	16
Número de espiras bobina 1 – 10	51	45	39	27	15	3
Resistência elétrica da bobina fase C (Ω)	9,6	9,44	9,27	8,90	8,61	8,28

Fonte: autoria própria.

A amplitude da tensão em uma das fases foi modificada para considerar desequilíbrio na tensão de alimentação no modelo numérico do MIT. O desequilíbrio de tensão apresenta redução de 10% na amplitude da tensão da fonte de alimentação da fase A ($V'_{an} = 0,9V_{an}$), localizada entre os pontos a-n, conforme mostra a Figura 14.

3.3.1 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura para as análises considerando a teoria das componentes simétricas

Para analisar o comportamento MIT simulado, em função dos defeitos entre espiras nos enrolamentos de armadura, foram inseridos níveis de curto entre espiras de 2%, 4%, 8%, 12% e 16% concentrados na bobina 1 – 10 da fase C correspondendo à redução de 6, 12, 24, 36 e 49 espiras, respectivamente. A Tabela 4 fornece o número total de espiras da bobina 1 – 10 e a resistência equivalente da bobina C para cada um dos níveis de curto entre espiras aplicados.

A teoria das componentes simétricas foi utilizada para estudar o comportamento do modelo numérico do MIT sob as seguintes condições de operação:

- sadio e MIT com curto entre espiras de 2%, 4%, 8%, 12% e 16% na bobina 1 – 10 da fase C considerando as tensões de alimentação equilibradas e desequilibradas para uma carga de 4 Nm;
- sadio e MIT com curto entre espiras de 2%, 4%, 8%, 12% e 16% na bobina 1 – 10 da fase C considerando as tensões de alimentação equilibradas e sob condições de carga de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm;
- sadio e MIT com curto entre espiras de 2%, 4%, 8%, 12% e 16% na bobina 1 – 10 da fase C para as tensões de alimentação desequilibradas na fase A ($V'_{an} = 0,9V_{an}$) sob condições de carga de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm, e;
- sadio com desequilíbrios na tensão de alimentação na fase A dados por $V'_{an} = (1 - k)V_{an}$ onde $k = 0,02, 0,04, 0,06, 0,08$ e $0,1$, correspondendo à redução de tensão da fase A de 2%, 4%, 6%, 8% e 10%, respectivamente, sob condições de carga de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm. Para $k = 0$, $V'_{an} = V_{an}$, implicando em tensões de alimentação equilibradas.

Os sinais trifásicos das tensões de linha (V_{ab} , V_{bc} e V_{ca}) e das correntes de fase (I_{AB} , I_{BC} e I_{CA}) são empregados para obter as tensões e as correntes de sequência positiva e negativa, utilizados na determinação do índice γ e do módulo da impedância de sequência negativa.

3.3.2 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura para as análises da FFT do torque eletromecânico

Nesta seção são descritas as condições aplicadas para realizar as simulações do modelo numérico de MIT utilizando o sinal temporal do torque eletromecânico para obter o espectro de frequências, utilizando a FFT, para detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura. As simulações consideram o modelo numérico do MIT sob as seguintes condições de operação:

- MIT sadio com tensões de alimentação equilibradas e com tensão de alimentação com desequilíbrio na fase A ($V'_{an} = 0,9V_{an}$), e;

- MIT com curto entre espiras de 4% e 8% com tensões de alimentação equilibradas.

As simulações do modelo numérico do MIT são realizadas para a condição de velocidade constante de 1770 rpm, correspondendo ao torque nominal de 4,08 Nm. O espectro de frequência, determinado a partir da FFT, foi obtido do sinal temporal do torque eletromecânico com duração de 10 s (= 600 ciclos), com o MIT operando em regime permanente. A frequência de amostragem utilizada foi de 19200 Hz.

3.3.3 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura para rotor com e sem inclinação utilizando a teoria das harmônicas das ranhuras do rotor

Nesta seção são descritas as características impostas ao modelo numérico de MIT sadio e com curto entre espiras em enrolamentos de armadura considerando a teoria das harmônicas de ranhura do rotor. O modelo numérico do MIT, apresentado na seção 3.1, foi alterado para considerar o rotor sem inclinação. A inclinação do rotor foi definida como um passo de ranhura do estator e as simulações foram realizadas sob três condições:

- MIT sadio com e sem rotor inclinado e tensões de alimentação equilibradas;
- MIT com e sem rotor inclinado e com curto entre espiras de 4% na bobina 1 – 10 da fase C e tensões de alimentação equilibradas, e;
- MIT sadio com e sem rotor inclinado com desequilíbrio de 10% na tensão da fase A ($V'_{an} = 0,9V_{an}$).

As simulações do modelo numérico do MIT são realizadas para a condição de velocidade constante de 1770 rpm, resultando em um escorregamento de $s = 0,01667$. O MIT simulado possui 44 barras do rotor e a partir da equação (25) são obtidas as frequências de 1238 Hz e 1358 Hz, correspondendo às frequências inferior e superior, respectivamente, associadas às harmônicas de 21ª ordem (1260 Hz) e de 23ª ordem (1380 Hz) determinadas pela equação (26). A MCSA é empregada para determinar os espectros de frequência, a partir da FFT dos sinais de temporais das correntes trifásicas de linha, com duração de 10 s (= 600 ciclos), com o MIT operando em regime permanente. A frequência de amostragem utilizada foi de 19200 Hz.

3.3.4 Descrição do modelo numérico do MIT com curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT utilizando MCSA

Nesta seção são descritas as características impostas ao modelo numérico de MIT sadio e com curto entre espiras em enrolamentos de armadura utilizando a MCSA para determinar as harmônicas das correntes de linha trifásicas (I_{aA} , I_{bB} e I_{cC}). As simulações utilizando o modelo numérico do MIT incluem as seguintes condições:

- MIT sadio e tensões de alimentação equilibradas;
- MIT com curto entre espiras de 4% e 8% com tensões de alimentação equilibradas.

A MCSA é empregada para determinar as frequências harmônicas, previstas teoricamente pela equação (27). As simulações do modelo numérico do MIT são realizadas para a condição de velocidade constante de 1770 rpm, resultando em um escorregamento de 0,01667. As FFTs são obtidas dos sinais de temporais das correntes trifásicas de linha, com duração de 10 s (= 600 ciclos), com o MIT operando em regime permanente. A frequência de amostragem utilizada foi de 19200 Hz.

No próximo capítulo são apresentados os resultados e as discussões obtidos a partir das considerações do modelo numérico do MIT e do banco de dados experimental descritos neste capítulo.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados e as discussões relacionados com os métodos de identificação de defeitos em MIT para condição de barras quebradas do rotor obtidas de simulações e ensaios experimentais, e para condição de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura, via simulações.

As simulações do MIT sadio, com defeitos em barras do rotor e em enrolamentos de armadura foram realizadas no *software* Ansys – Maxwell conforme descrito na seção 3. Os resultados experimentais foram obtidos de um banco de dados confiável. Nas próximas seções são apresentados os resultados obtidos das simulações e do banco de dados externo.

4.1 Análise dos resultados e discussões sobre as simulações do modelo numérico do MIT para detecção de barras quebradas do rotor

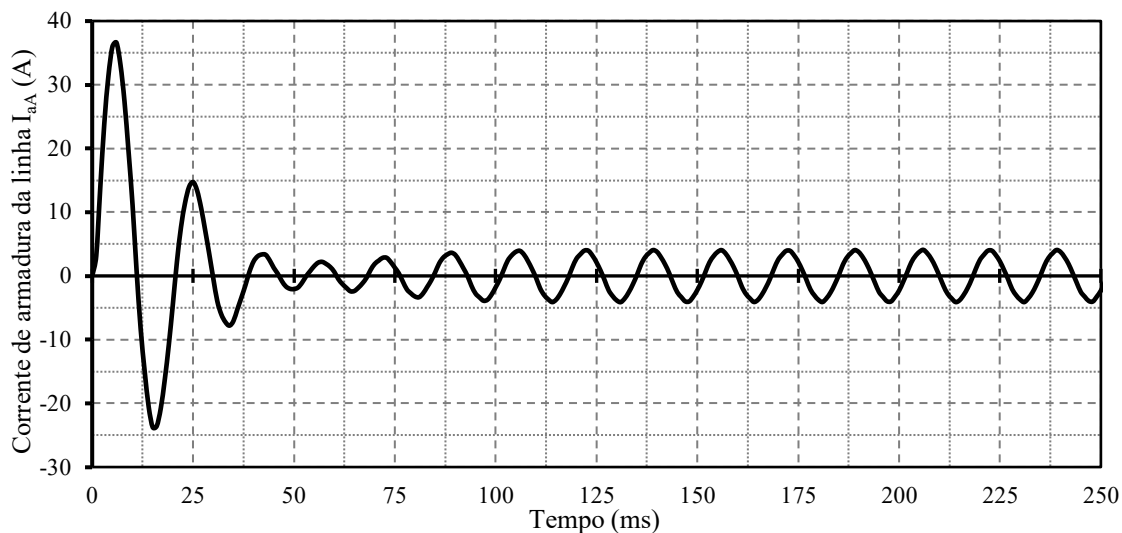
Nesta seção são descritos os resultados e as discussões das simulações utilizando um MIT sadio e com barras quebradas do rotor, conforme descrito na seção 3.1. As simulações fornecem as correntes no domínio do tempo e a MCSA é empregada, no domínio da frequência, para obter o espectro de Fourier, utilizando a FFT. As simulações foram realizadas impondo uma condição de velocidade constante do rotor de 1770 rpm ($s = 0,01667$), sendo obtido um torque de 4,08 Nm. Para este escorregamento as frequências $\pm 2sf = \pm 2$ Hz são encontradas em torno da componente fundamental, da 3^a, 5^a e 7^a harmônicas.

No total cinco simulações foram realizadas para o MIT nas condições: sadio, com 1, 2, 3 e 4 barras quebradas do rotor com tempo de simulação de 12 s. A Figura 17 mostra o comportamento dinâmico da corrente da linha I_{aA} do MIT sadio, para a janela de tempo de 250 ms, onde são observados os comportamentos do período transiente na partida e o regime permanente.

A Figura 18 mostra o comportamento da forma de onda da corrente de linha I_{aA} , no domínio do tempo e em regime permanente, quando há presença de 4 barras quebradas no rotor. Esta forma de onda da corrente difere da observada na Figura 17 por apresentar uma modulação de amplitude com frequência de $\pm 2sf = \pm 2$ Hz ($T = 0,5$ s) inseridas pelo defeito de barra quebrada do rotor. Da Silva *et al.* (2008) apresentam um método baseado na análise do envelope da corrente trifásica, para detecção de defeitos em barras quebradas de rotor e para curto entre espiras em

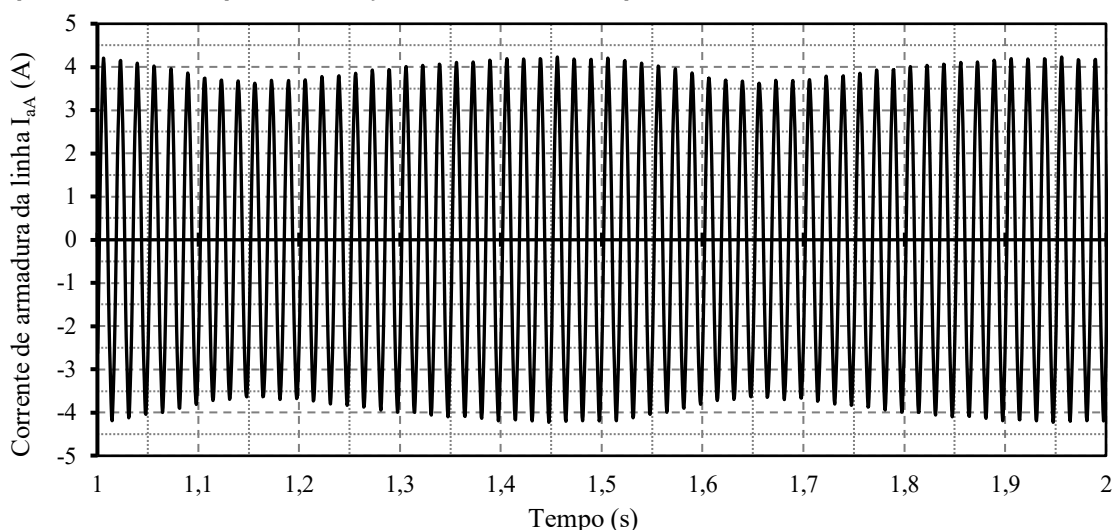
enrolamentos de armadura, que extrai o sinal do envelope dos sinais experimentais. Estes sinais são usados para treinamento de algoritmos de IA para criar assinaturas para cada tipo de falha. Além disso, o método apresentado identifica a gravidade da falha por meio da identificação do número de barras quebradas do rotor ou do número (ou porcentual) de espiras em curto entre espiras nos enrolamentos de armadura.

Figura 17 – Corrente do estator da linha I_{aA} para MIT sadio.



Fonte: autoria própria.

Figura 18 – Forma de onda de corrente de linha I_{aA} no domínio do tempo para o MIT com carga nominal e 4 barras quebradas do rotor mostrando a modulação de amplitude causada pelas componentes de frequência $\pm 2sf$ devido às barras quebradas do rotor.

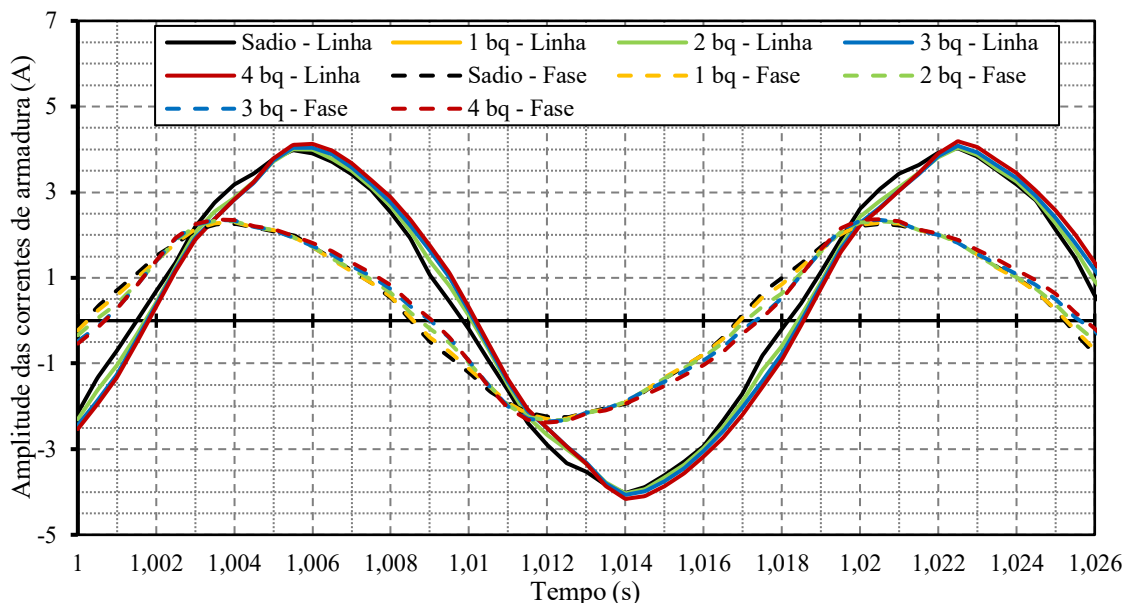


Fonte: autoria própria.

A Figura 19 mostra as correntes de linha I_{aA} e de fase I_{AB} , (corrente na bobina A) para as condições do MIT sadio e com 1, 2, 3, e 4 barras quebradas do rotor. Pode-se observar que os sinais de corrente de linha e de fase do MIT operando em regime

permanente apresentam similaridades, quando a análise é feita no domínio do tempo, mostrando que o comportamento dinâmico geral dos sinais preserva certo padrão, com pequenas oscilações ao longo do tempo.

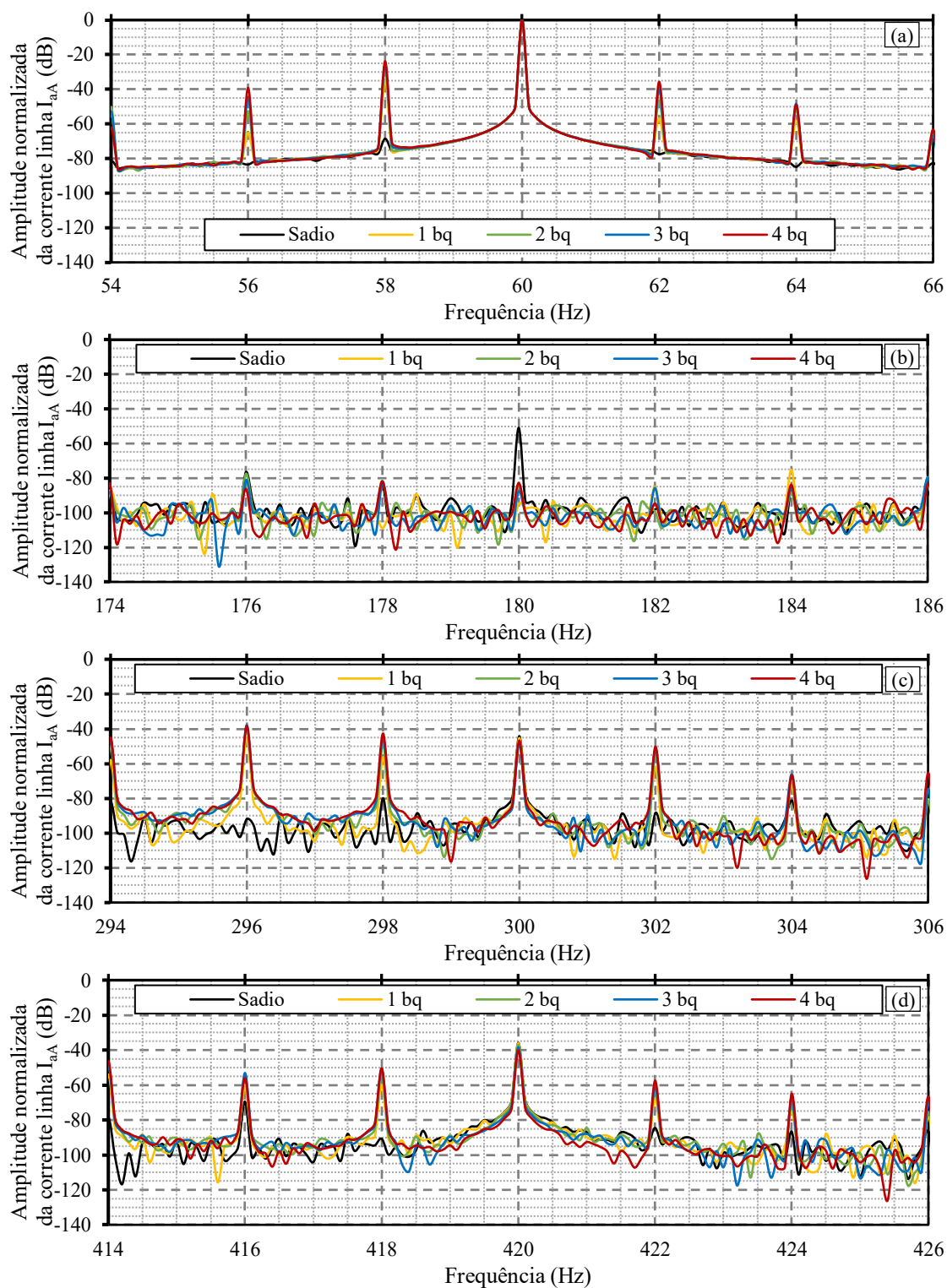
Figura 19 – Comportamento dinâmico das correntes de a) linha I_{aA} e b) fase I_{AB} do estator do MIT simulado com rotor sadio e com diferentes severidades em barras quebradas para velocidade de 1770 rpm.



Fonte: autoria própria.

Porém, a análise visual das correntes no domínio do tempo não fornece informações suficientes sobre o tipo de defeito. Como alternativa, técnicas no domínio da frequência podem ser empregadas para analisar o comportamento dos sinais temporais de corrente. Segundo Thomson e Culbert (2017), a MCSA é conhecida como uma das principais estratégias para detecção de defeitos devido às barras quebradas no rotor. A Figura 20 mostra os espectros de frequência da corrente de linha I_{aA} do MIT, considerando diferentes graus de severidade de defeitos nas barras do rotor, operando com velocidade de 1770 rpm ($s = 0,01667$). Observa-se que, sob a mesma velocidade, as bandas laterais associadas à frequência fundamental (Figura 20a) e seus harmônicos (Figura 20b–d) aparecem em localizações precisas no espectro, independentemente da gravidade do defeito nas barras do rotor. Para a componente fundamental as frequências das bandas laterais esquerda e direita correspondem a 58 Hz e 62 Hz, respectivamente, e podem ser determinadas a partir da equação (17), que relaciona as frequências das bandas laterais ao escorregamento. O mesmo padrão, com as variações de $\pm 2sf = \pm 2$ Hz é encontrado em torno das harmônicas de 3ª, 5ª e 7ª ordem.

Figura 20 – Espectros de frequência da corrente de linha I_{aA} do MIT simulado obtidos com 600 períodos com velocidade de 1770 rpm, destacando a condição do rotor e as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.



Fonte: autoria própria.

Na Figura 20b, o espectro de frequência associado à 3ª harmônica, apresenta um padrão de comportamento diferente daqueles mostrados na Figura 20c–d,

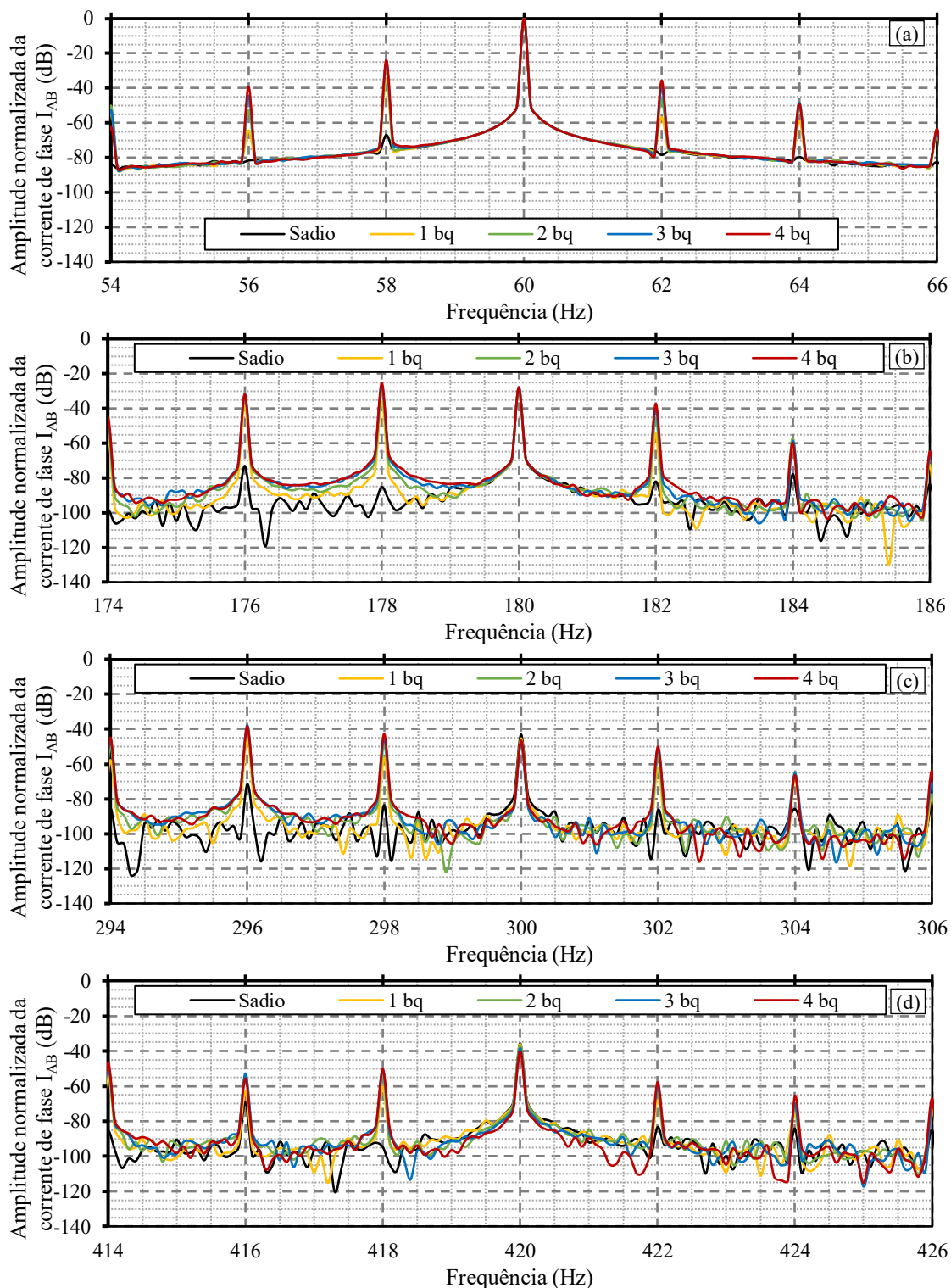
correspondente 5ª e 7ª harmônicas. Isto ocorre devido à conexão delta utilizada excitação das bobinas do estator. Geralmente, as grandezas de fase não podem ser acessadas em um MIT real, utilizando a conexão delta. Contudo, grandezas de fase são facilmente obtidas na ferramenta de simulação.

Desta forma, para melhorar a visualização da 3ª harmônica, é utilizado o modelo por fase para analisar o comportamento das frequências das bandas laterais. O espectro de frequência da corrente de fase I_{AB} , referente à bobina A (carga entre A-B na Figura 14) é apresentado na Figura 21 para as componentes fundamental, 3ª, 5ª e 7ª harmônicas. Neste caso, observa-se que a 3ª harmônica não é atenuada e apresenta os mesmos padrões da 5ª e 7ª harmônicas.

Os resultados apresentados na Figura 20 e na Figura 21 foram obtidos sob a condição de velocidade constante (1770 rpm). No entanto, a ferramenta de simulação Ansys – Maxwell oferece a possibilidade realizar as simulações considerando a operação do MIT com torque constante. Neste ponto, ressalta-se que as condições de velocidade constante e de torque constante não podem ser implementadas simultaneamente.

Na Figura 22 são mostrados os espectros de frequência da corrente de fase I_{AB} para o MIT simulado na condição sadio e com diferentes graus de severidade de falhas nas barras do rotor, obtidos sob a condição de torque constante de 4 Nm. Sob a condição de carga nominal constante as bandas laterais, associadas à frequência fundamental, Figura 22a, e para as harmônicas Figura 22b–d, podem ser observadas em localizações próximas às esperadas. Na Figura 22a observa-se que o aumento do grau de severidade produz um aumento sutil do escorregamento, visto que, a presença de barras quebradas no rotor, aumenta a resistência equivalente do circuito do rotor. Desta forma, a corrente induzida no rotor diminui e, conseqüentemente, a velocidade de rotação. Como resultado, o escorregamento aumenta, causando o afastamento das bandas laterais em relação a componente fundamental, corroborando com Prasad e Singh (2022). Para o caso do rotor com 4 barras quebradas a velocidade de rotação do rotor reduz para 1767 rpm ($s = 0,01833$) correspondendo às frequências de $\pm 2sf = \pm 2,2$ Hz, produzindo às frequências de 57,8 Hz e 62,2 Hz, para as bandas laterais esquerda e direita, respectivamente. O mesmo padrão, com as variações de $\pm 2sf = \pm 2,2$ Hz, é encontrado para a 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.

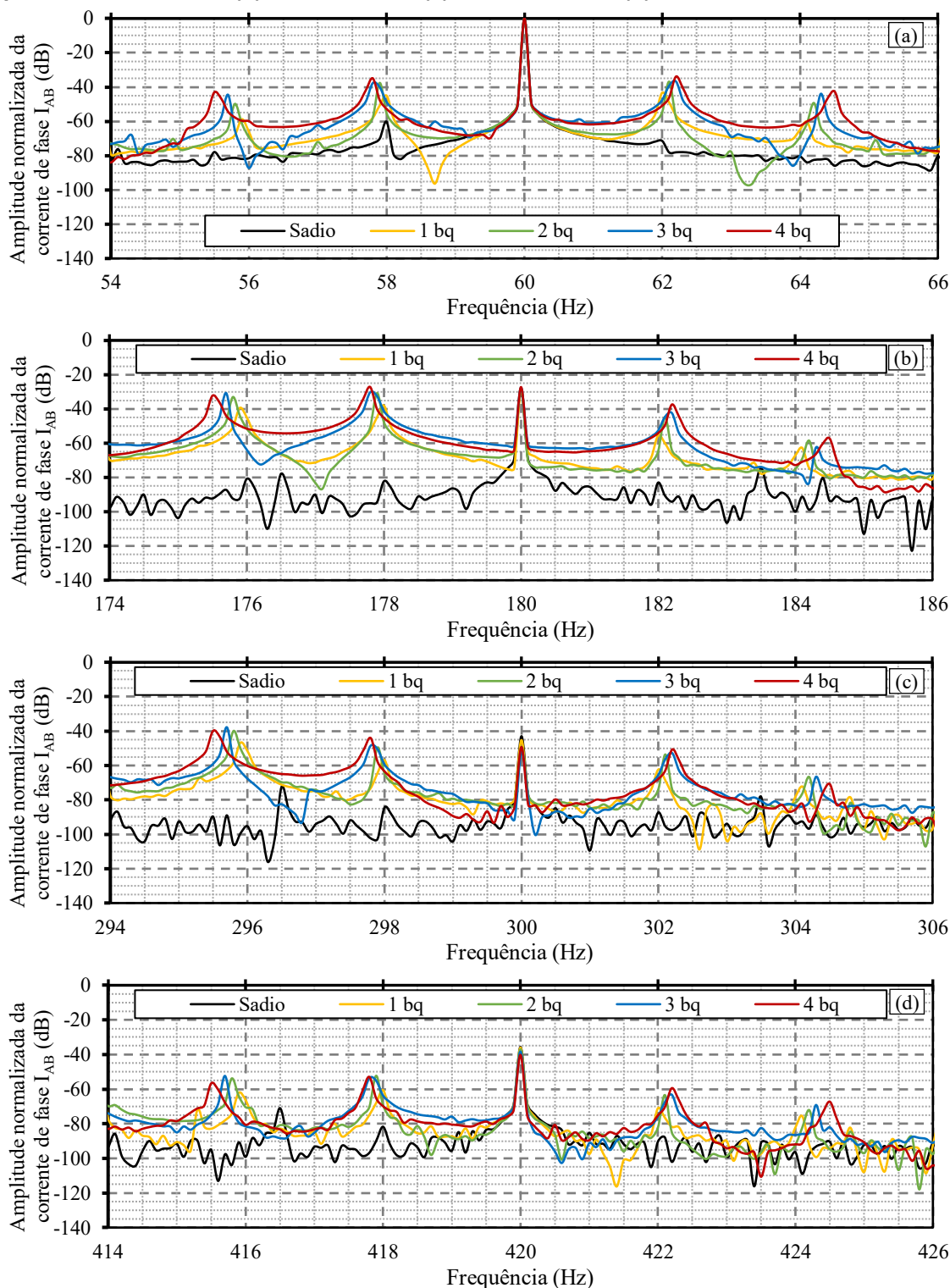
Figura 21 – Espectros de frequência da corrente de fase I_{AB} do MIT simulado obtidos com 600 períodos com velocidade de 1770 rpm, destacando a condição do rotor e as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.



Fonte: autoria própria.

Outro ponto de análise considera a magnitude das bandas laterais em relação ao grau de severidade das falhas no rotor. A equação (17) não fornece informações sobre a severidade do defeito da barra quebrada.

Figura 22 – Espectros de frequência da corrente de fase I_{AB} do MIT simulado obtidos com 600 períodos para carga de 4 Nm, destacando a condição do rotor e as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.



Fonte: autoria própria.

Porém, nos espectros de frequência apresentados na Figura 22, observa-se que as amplitudes das bandas laterais aumentam com o número de barras quebradas. Isto é válido para as bandas laterais esquerdas que apresentam amplitudes maiores

quando comparadas à banda lateral direita, conforme mostrado na Figura 22b–d evidenciando uma maior sensibilidade à condição de defeito. Além disso, vale ressaltar que o comportamento das magnitudes das bandas laterais, sob diferentes graus de severidades de falhas em barras do rotor, mantém um comportamento padrão para as bandas laterais em torno da frequência fundamental e das harmônicas analisadas.

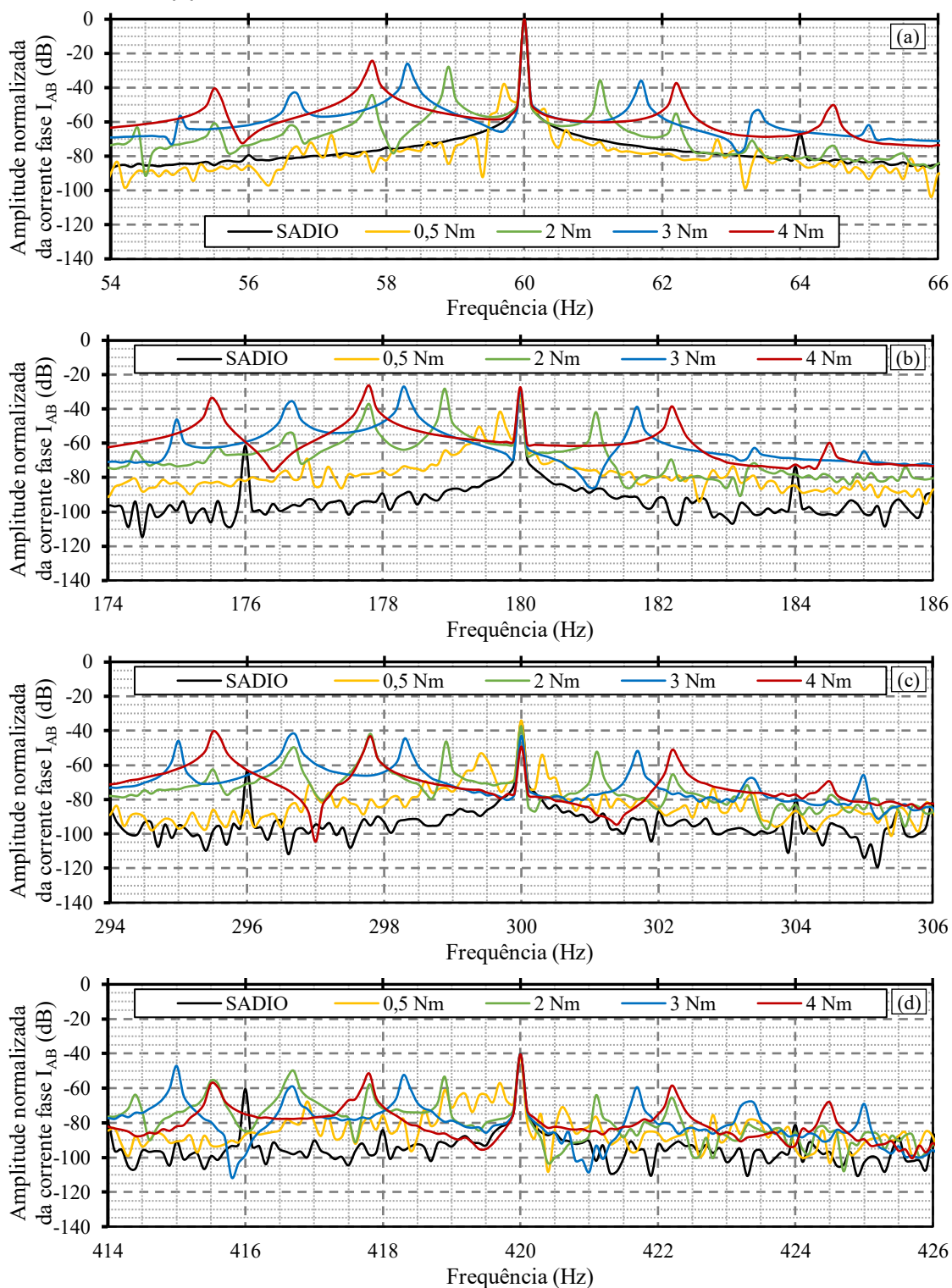
Na Figura 22a–b as amplitudes das bandas laterais esquerda para a fundamental e 3ª harmônica valem $-34,91\text{dB}$ e $-27,15\text{ dB}$. Para a 5ª e 7ª harmônicas as bandas laterais esquerda têm amplitudes de -44 dB e $-52,91\text{ dB}$, respectivamente (Figura 22c–d). Portanto, a amplitude da banda lateral esquerda da 3ª harmônica é aproximadamente sete vezes maior que a 5ª harmônica. Em relação a 7ª harmônica, a 3ª harmônica apresenta amplitude 20 vezes maior. Desta forma, a análise da 3ª harmônica mostra alta sensibilidade para detecção de defeitos em barras de rotor, em condições de carga nominal.

A localização das frequências das bandas laterais em torno da componente fundamental e das harmônicas é uma função do escorregamento. Portanto, alterações na velocidade do rotor, devido às variações da carga aplicada ao eixo, produzem alterações do escorregamento conforme mostra a equação (12). O aumento na carga (torque aplicado ao eixo) e do escorregamento, resulta no aumento das frequências $\pm 2sf$ e, conseqüentemente, no afastamento das bandas laterais em relação às frequências fundamental e das harmônicas.

O comportamento das localizações das frequências das bandas laterais para a componente fundamental, da 3ª, 5ª e 7ª harmônicas, para diferentes condições de carga, é mostrado na Figura 23. Os espectros de frequências das correntes de fase I_{AB} consideram duas condições distintas do MIT: sadio com carga de 4 Nm e para rotor com 4 barras quebradas com cargas de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm.

Na Figura 23 é possível verificar a mudança de localização das frequências das bandas laterais em função da variação da carga. Devido ao aumento de carga, o escorregamento aumenta fazendo com que as bandas laterais esquerda e direita se afastem da frequência fundamental e das harmônicas. Observa-se que sob condições às quais a carga tende à carga nominal, as frequências definidas por $(h \pm 2s)f$ podem ser usadas como um recurso eficaz para a identificação de defeitos associados às barras quebradas de rotor em MITs.

Figura 23 – Espectros de frequência da corrente de fase I_{AB} do MIT simulado para as condições sadio com carga de 4 Nm e com rotor com 4 barras quebradas para as cargas de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm destacando as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.



Fonte: autoria própria.

No entanto, sob condições de cargas leves ($= 0,5 \text{ Nm}$) as frequências das bandas laterais $(h \pm 2s)f$ podem se tornar pequenas o suficiente, não sendo possível

distinguir da frequência da fundamental. Portanto, pode haver vazamento espectral subsumindo com os componentes das bandas laterais (Liu *et al.*, 2025). Além disso, observam-se os mesmos padrões em relação à amplitude da banda lateral esquerda da 3ª harmônica, para a condição envolvendo a análise com cargas variáveis. Portanto, a 3ª harmônica pode fornecer um indicador de sensibilidade de detecção de defeitos em barras quebradas do rotor.

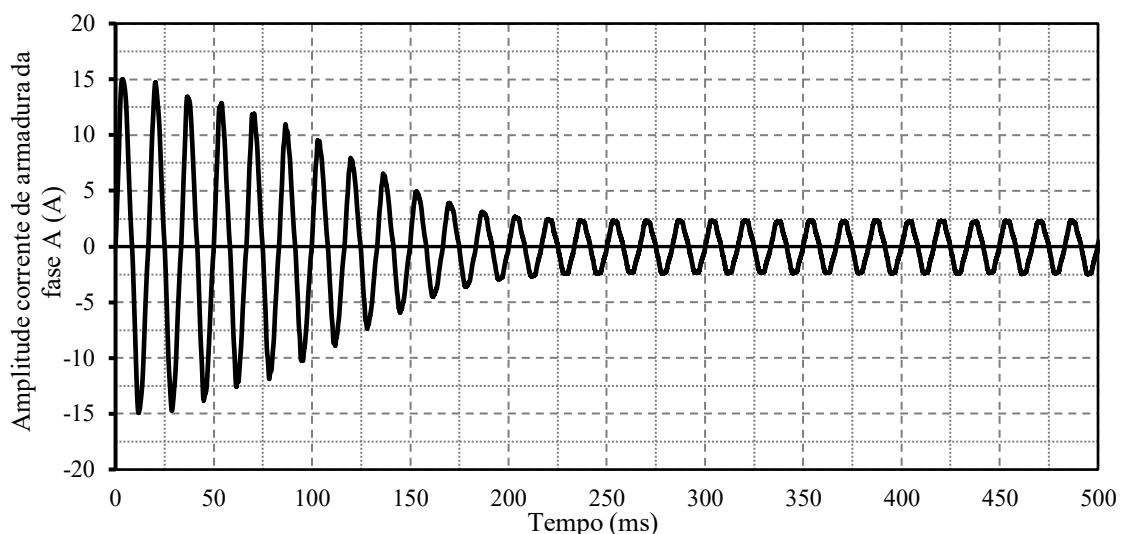
Na próxima seção os procedimentos de detecção de defeitos em barras do rotor são revisitados utilizando um banco de dados experimental, conforme descrito na seção 3.2.

4.2 Resultados e discussões sobre detecção de defeitos em barras de rotor utilizando banco de dados experimental

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos a partir do uso de dados experimentais para detecção de defeitos de barras quebradas do rotor, a partir da metodologia apresentada em 3.2. A Figura 24 mostra o comportamento dinâmico da corrente de armadura da fase A, obtida dos ensaios experimentais do MIT, a partir do banco de dados considerando carga de 4 Nm. Em $t = 0$ s, ocorre a partida do MIT e o início do regime transiente da corrente elétrica pode ser observado. Após alguns instantes o regime permanente é alcançado. A aquisição dos dados é realizada até $t = 18$ s.

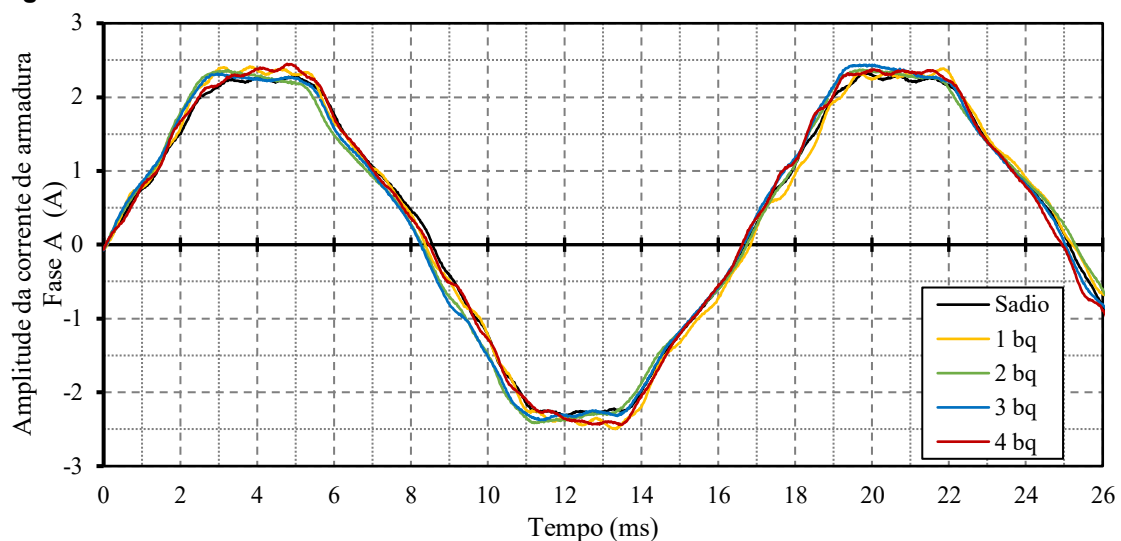
A Figura 25 apresenta a corrente de armadura da fase A considerando o MIT sadio e com 1, 2, 3 e 4 barras quebradas no rotor. A observação destes sinais de corrente do MIT, mostra que a análise no domínio do tempo, se torna uma tarefa desafiadora, pois não é possível identificar visualmente a formação de padrões relacionados ao tipo de defeito no MIT. O comportamento dinâmico dos sinais, sob diferentes condições de defeitos no rotor, pode apresentar similaridades, como discretas oscilações ao longo da série temporal. Tais variações estão intrinsecamente relacionadas à frequência de amostragem dos sinais adquiridos. Ressalta-se, entretanto, que essa abordagem temporal não se mostra suficientemente eficaz para a identificação direta de defeitos, especialmente na ausência de técnicas baseadas em aprendizado de máquina (Kumar *et al.*, 2024; Li *et al.*, 2019). Portanto, nesta seção as análises das correntes do MIT são realizadas no domínio da frequência.

Figura 24 – Corrente de armadura da fase A para MIT sadio obtida a partir do banco de dados experimental.



Fonte: autoria própria.

Figura 25 – Comportamento dinâmico da corrente da fase A do MIT obtida do banco de dados experimental para rotor sadio e com diferentes graus de severidades em barras quebradas para a carga de 4 Nm.

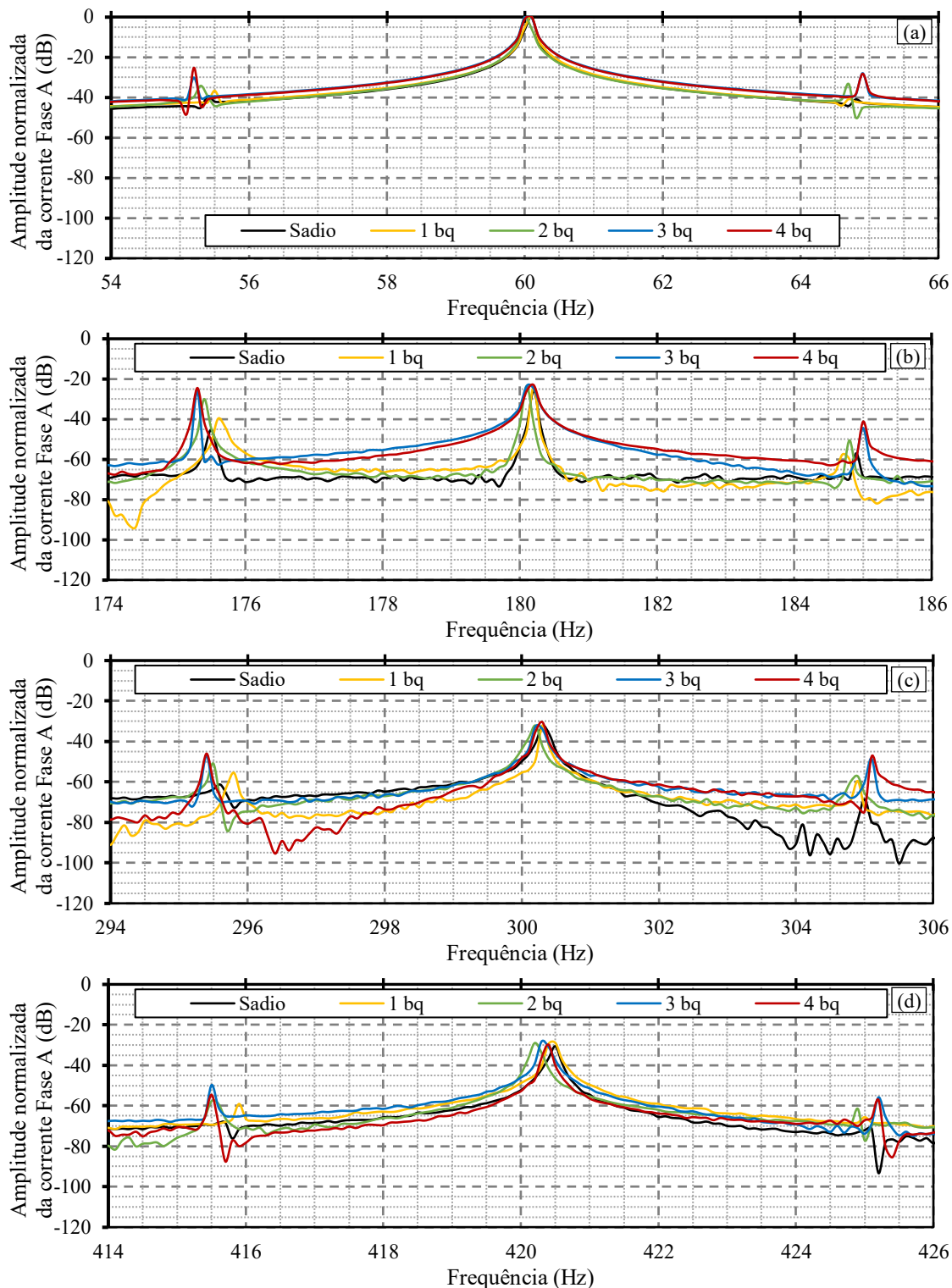


Fonte: autoria própria.

No contexto da análise espectral, a técnica inicialmente adotada foi a MCSA, amplamente reconhecida na literatura como uma abordagem eficaz para a detecção de falhas associadas aos defeitos em barras no rotor. A Figura 26 apresenta o espectro de corrente do estator da fase A, obtido do banco de dados da bancada experimental, para diferentes condições do rotor, operando sob torque de 4,0 Nm.

Na Figura 26 pode-se observar que, sob a mesma carga, as frequências das bandas laterais estão localizadas nas regiões previstas pela teoria, sendo uma função do escorregamento.

Figura 26 – Espectros de frequência da corrente da fase A do MIT obtidos com 600 períodos com carga de 4 Nm, destacando a condição do rotor e as bandas laterais para (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.



Fonte: autoria própria.

Este padrão de frequências é encontrado para as bandas laterais associadas à frequência fundamental (Figura 26a) quanto para aquelas relacionadas às frequências da 3ª, 5ª e 7ª harmônicas (Figura 26b–d). Estas frequências podem ser

determinadas analiticamente a partir da equação (17), a qual expressa a relação entre as componentes de frequência e o escorregamento, para a frequência fundamental e harmônicas. Desta forma, a ocorrência das bandas laterais em frequências específicas indica a presença de avarias em barras do rotor. A tendência de desvios sutis nas localizações das frequências das bandas laterais, em relação a fundamental e componentes harmônicas, também são encontrados como uma função do número de barras quebradas, assim como discutido na seção 4.1.

A utilização da equação (17) não fornece informações quantitativas sobre o grau de severidade da falha. Ressalta-se que, devido à diversidade dos defeitos do rotor, é impossível prever com exatidão a quantidade de defeitos, o número de barras quebradas ou falhas nos anéis de curto-circuito, observando as magnitudes, em dB, das frequências das bandas laterais, em torno da frequência fundamental e das harmônicas. Além disso, não é possível identificar a posição no rotor onde a falha ocorre, ou seja, a MCSA não distingue entre as falhas relacionadas às barras quebradas do rotor e os anéis de curto-circuito. Assim, a detecção de defeitos no rotor, utilizando a MCSA somente estima a severidade do defeito. Entretanto, o uso da MCSA se torna importante para verificar as condições relacionadas à saúde do MIT, prever potenciais problemas, além de permitir tomadas de decisão relacionadas com medidas preditivas e corretivas (Thomson; Culbert, 2017).

Na Figura 26 observa-se que o aumento das amplitudes nas frequências das bandas laterais é uma função do número de barras quebradas, sugerindo uma correlação entre a severidade do defeito e a magnitude da corrente associada aquela frequência. De modo geral, as bandas laterais localizadas à esquerda da frequência fundamental e das harmônicas apresentam amplitudes superiores em comparação às bandas laterais à direita, indicando uma maior sensibilidade dessas componentes à presença de defeitos de barras quebradas no rotor. Este comportamento se mantém consistente tanto para as bandas laterais da frequência fundamental, quanto para aquelas associadas às harmônicas superiores, ainda que com variações significativas em suas magnitudes. Ao analisar a 5ª e 7ª harmônicas na Figura 26c–d, respectivamente, verifica-se que as magnitudes das bandas laterais são consideravelmente inferiores, com valores aproximadamente dez vezes menores, em relação às bandas laterais da frequência fundamental e da 3ª harmônica mostrados na Figura 26a–b. Um aspecto particularmente relevante é observado na banda lateral esquerda da 3ª harmônica (Figura 26b), que se destaca por apresentar as maiores

amplitudes entre todas as condições analisadas mostrando que esta harmônica apresenta sensibilidade para fins de detecção e diagnóstico de barras quebradas de rotor.

A Tabela 5 quantifica a magnitude das correntes normalizadas, em dB, em função da condição do MIT sadio e com barras quebradas, considerando as bandas laterais esquerda e direita para a frequência fundamental, 3ª, 5ª e 7ª harmônicas. Os valores destacados em negrito mostram concordância com a teoria e com a análise qualitativa realizada a partir da Figura 26. Em resumo pode-se destacar que:

- para a componente fundamental verifica-se que a banda lateral esquerda apresenta maior relação percentual da corrente normalizada para rotor com 1 e 4 barras quebradas. As exceções acontecem para os rotores com 2 e 3 barras quebradas, e que as componentes da banda lateral direita apresentam amplitudes maiores que a banda lateral esquerda;
- a 3ª harmônica apresenta, para a banda lateral esquerda, maior relação percentual para todas as condições do rotor, indicando a viabilidade de uso para detecção de defeitos em barras de rotor nos MITs;
- a 5ª harmônica apresenta a banda lateral esquerda com maior relação percentual, para todas as condições do rotor. Porém, as amplitudes das bandas laterais desta harmônica, são aproximadamente 10 vezes menores que a 3ª harmônica;
- a 7ª harmônica apresenta os mesmos padrões identificados na 3ª e 5ª harmônicas. Contudo, a amplitude desta harmônica é inferior à 5ª harmônica, independentemente da condição de defeito do rotor.

A diferença de magnitude entre a componente fundamental e a componente de frequência da banda lateral esquerda $(1 - 2s)f$ pode ser usada para estimar o número de barras quebradas do rotor (equação (19)). A Tabela 6 mostra os dados experimentais, apresentados na Tabela 5, e os valores teóricos calculados do número de barras quebradas do rotor, considerando o MIT com 4 polos e 34 barras no rotor. Os resultados apresentados na Tabela 6 demonstram que o uso da equação (19) subestima o número de barras quebradas do rotor, mostrando limitação de uso.

Tabela 5 – Magnitudes das correntes normalizadas das bandas laterais esquerda e direita da fase A para o MIT com carga de 4 Nm e 4 barras quebradas do rotor para a frequência fundamental e 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.

	Sadio		1 bq		2 bq		3 bq		4 bq	
	esq (dB)	dir (dB)	esq (dB)	dir (dB)	esq (dB)	dir (dB)	esq (dB)	dir (dB)	esq (dB)	dir (dB)
Fund	-39,35	-40,98	-36,67	-40,83	-34,20	-33,34	-30,14	-27,94	-25,27	-28,23
3ª H	-45,25	-57	-39,81	-57,56	-30	-50,54	-25,95	-44,40	-24,49	-41,21
5ª H	-61,29	-68,53	-55,50	-59,54	-51	-57,18	-46,97	-48,34	-45,98	-47,57
7ª H	-68,39	-71,31	-59,10	-65,63	-57,71	-61,54	-49,72	-55,84	-54,62	-57,18

Fonte: autoria própria.

Tabela 6 – Estimativa teórica do número de barras quebradas N_{bqr} obtidas a partir dos dados experimentais considerando a carga de 4 Nm

Dados experimentais	Amplitude (dB)	fund	esq	fund	esq	fund	esq	fund	esq
		0	-36,67	0	-34,20	0	-30,14	0	-25,27
N_{dB} (dB)	36,67		34,20		30,14		25,27		
N_{br}	1		2		3		4		
Prev. teórica	N_{bqr}	0,97		1,28		1,99		3,34	

Fonte: autoria própria.

Conforme discutido na seção 2.3.2.3, salienta-se que geralmente a informação do número de barras rotor não é disponibilizado nos dados de placa do MIT.

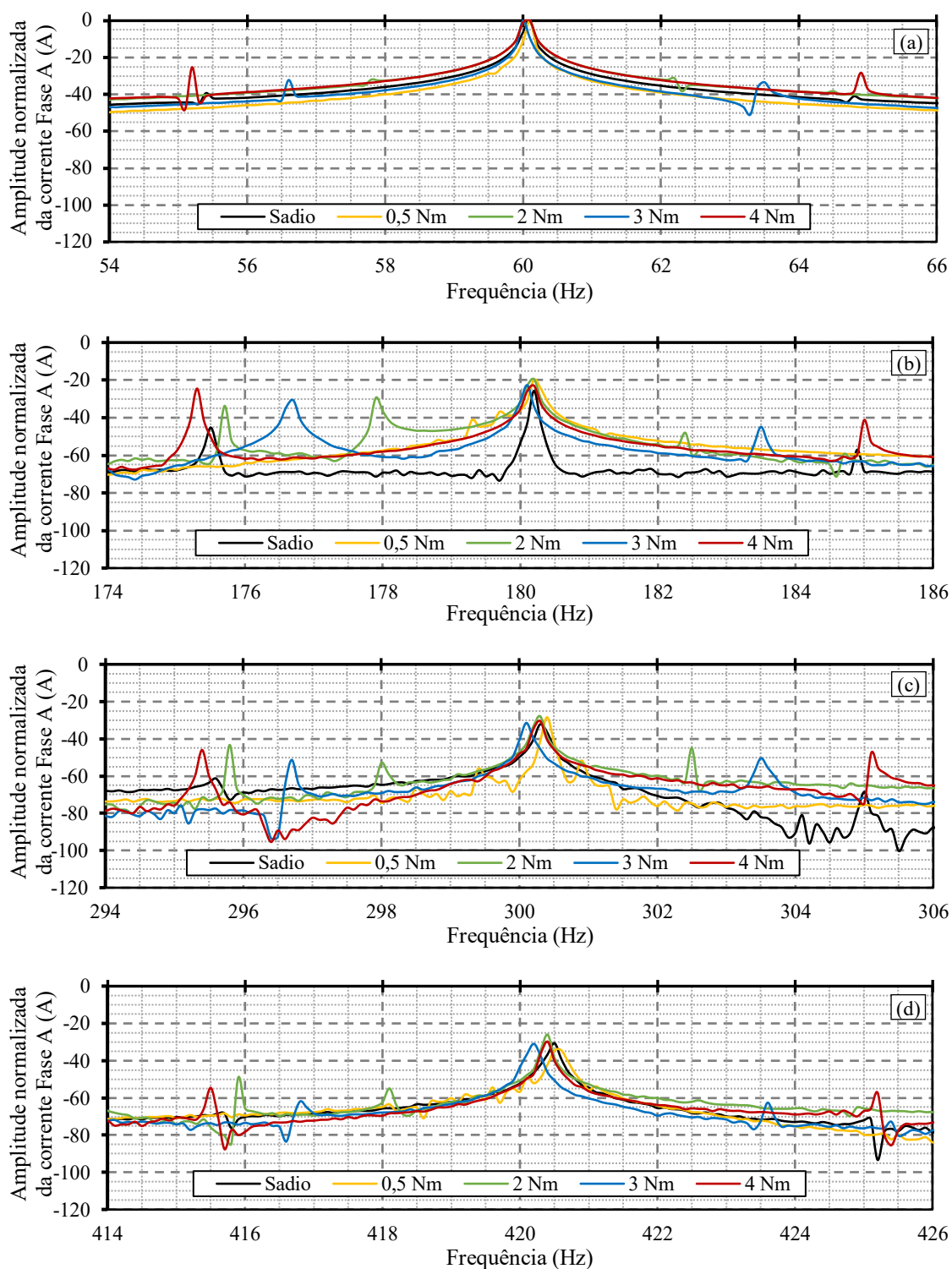
A equação (17) mostra a dependência entre a localização das frequências das bandas laterais e o escorregamento em torno da componente fundamental. Assim, a alteração da velocidade do rotor devido às variações da carga aplicada ao eixo, produz alterações do escorregamento como mostra a equação (12). Quando há um aumento na carga (torque aplicado ao eixo) ocorre uma redução da velocidade do rotor. Desta forma, o aumento da carga no eixo e, conseqüentemente do escorregamento, resulta no afastamento das bandas laterais em relação às frequências fundamental e das harmônicas. Além disso, o aumento de carga produz um aumento do módulo da corrente de fase do MIT. Assim, os efeitos na assinatura de corrente, causados pelos defeitos nas barras do rotor, ficam evidenciados com o aumento de carga. Este comportamento é observado na Figura 27 referente às bandas laterais da frequência

fundamental e da 3^a, 5^a e 7^a harmônicas, respectivamente. Neste caso, duas condições distintas são analisadas: MIT sadio com carga de 4 Nm e MIT com 4 barras quebradas no rotor operando com cargas de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm.

Para condições de carregamento reduzido nota-se uma tendência de aproximação das bandas laterais com a frequência fundamental, dificultando sua identificação, conforme discutido na seção 4.1. Para os dados experimentais isto é evidenciado para a carga de 0,5 Nm (Figura 27a). Além disso, para carga de 0,5 Nm no espectro da 3^a harmônica da Figura 27b, observa-se somente a banda lateral esquerda. Em relação aos espectros da 5^a e 7^a harmônicas (Figura 27c–d) verifica-se um comportamento semelhante quanto ao afastamento das bandas laterais devido ao aumento da carga. No entanto, as magnitudes destas componentes são significativamente menores, reforçando que as bandas laterais associadas à 3^a harmônica apresentam maior relevância para fins de identificação e avaliação da severidade de defeitos em barras quebradas, quando comparadas às componentes da 5^a e 7^a harmônicas. A Tabela 7 apresenta a relação entre a magnitude das bandas laterais esquerda e direita em função de diferentes cargas e condições do rotor para a frequência fundamental, 3^a, 5^a e 7^a harmônica. As marcações em x representam magnitudes não identificadas. Os valores destacados em negrito mostram concordância com a teoria e com a análise qualitativa realizada a partir da Figura 27. Em resumo pode-se observar que:

- para a componente fundamental verifica-se que a banda lateral esquerda apresenta maior relação percentual da corrente normalizada para cargas de 2, 3 e 4 Nm. Para a carga de 0,5 Nm, não foi possível identificar a posição das bandas laterais, confirmando que estas frequências apresentam dificuldade de detecção;
- a 3^a harmônica apresenta, para a banda lateral esquerda, maior relação percentual da corrente normalizada para todas as cargas aplicadas;
- a 5^a harmônica apresenta maior amplitude da banda lateral esquerda somente para a carga de 4 Nm. Para as cargas de 2 Nm e 3 Nm a magnitude da banda lateral esquerda é inferior à da banda lateral direita;
- a 7^a harmônica apresenta resultados válidos somente para as cargas de 3 Nm e 4 Nm, onde a banda lateral esquerda apresenta maior relação percentual da corrente normalizada comparada com a banda lateral direita. Para a carga de 2 Nm somente a banda lateral esquerda foi identificada.

Figura 27 – Espectros de frequência da corrente da fase A do MIT obtidos com 600 períodos para um MIT sadio com carga de 4 Nm e com 4 barras quebradas no rotor em função da carga no eixo de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm, destacando as bandas laterais para a (a) frequência fundamental, (b) 3ª harmônica, (c) 5ª harmônica e (d) 7ª harmônica.



Fonte: autoria própria.

Tabela 7 – Magnitudes das correntes normalizadas das bandas laterais esquerda e direita da fase A nas condições de MIT sadio com carga de 4 Nm e com 4 barras quebradas no rotor com cargas de 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm para a frequência fundamental e 3ª, 5ª e 7ª harmônicas.

	Sadio		0,5 Nm		2 Nm		3 Nm		4 Nm	
	esq (dB)	dir (dB)	esq (dB)	dir (dB)	esq (dB)	dir (dB)	esq (dB)	dir (dB)	esq (dB)	dir (dB)
Fund	-39,35	-40,98	x	x	-31,95	-32,06	-32,19	-33,37	-25,27	-28,23
3ª H	-45,25	-57	-41,09	-41,61	-29,34	-48,01	-30,73	-44,82	-24,49	-41,21
5ª H	-61,29	-68,53	x	x	-52,87	-44,96	-51,32	-50,42	-45,98	-47,57
7ª H	-68,39	-71,31	x	x	-54,94	x	-61,92	-62,58	-54,62	-57,18

Fonte: autoria própria.

Na próxima seção são discutidas as técnicas de detecção de defeitos de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura utilizando o modelo em 2D do MIT descrito na seção 3.3. As técnicas de detecção de falhas em enrolamentos de armadura abordam a análise dos sinais no domínio do tempo e da frequência.

4.3 Análise dos resultados e discussões sobre os defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura utilizando o modelo numérico do MIT

Nesta seção são apresentados os resultados e as análises das simulações do modelo numérico do MIT para a detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura de MITs.

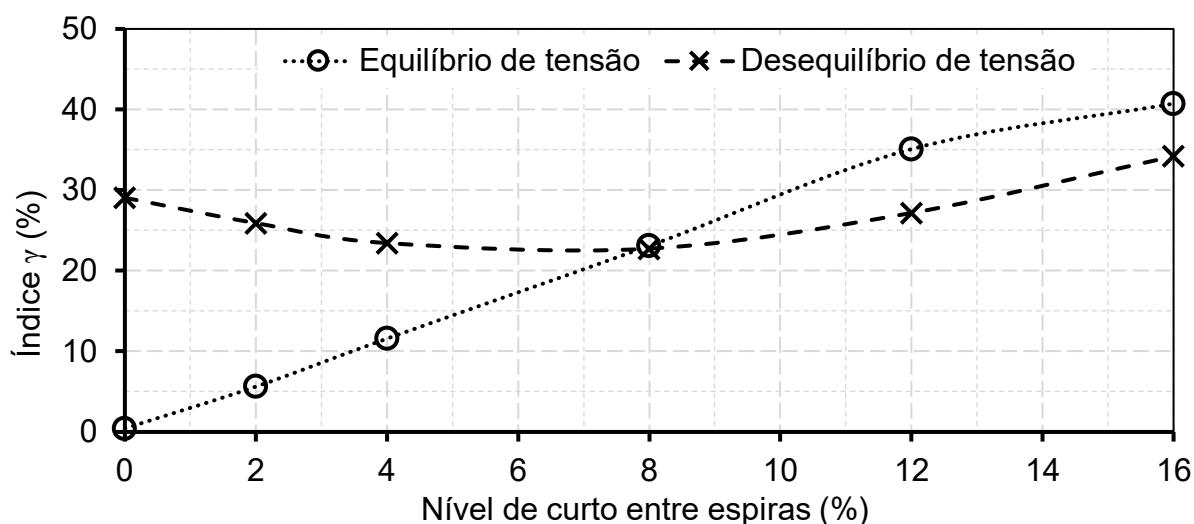
4.3.1 Defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT simulado utilizando a teoria das componentes simétricas

Nesta seção são discutidos os resultados das simulações do MIT para detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamento de armadura para as condições de equilíbrio e desequilíbrio nas tensões de alimentação utilizando a teoria das componentes simétricas, conforme descrição apresentada na seção 3.3.1.

Fontes de tensão trifásicas equilibradas ideais foram utilizadas nas simulações do modelo numérico do MIT sadio e com defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura. Neste caso idealizado, a presença de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura, para diferentes condições de carga, não afeta as tensões de sequência positiva (que permanecem constantes) e de sequência negativa (que são nulas).

O comportamento do índice γ (razão entre as correntes de sequência negativa e positiva, conforme definido pela equação (23)) em função do nível de curto entre espiras considerando o MIT simulado com carga de 4 Nm, pode ser observado ao analisar a Figura 28. Para as tensões de alimentação equilibradas a corrente de sequência negativa aumenta com o nível de curto entre espiras. Nestas condições, observa-se a relação de quase linearidade entre o índice γ e o nível de curto entre espiras, que pode servir como um indicador de falhas de curto entre espiras em enrolamentos de armadura. Na presença de desequilíbrio na tensão de alimentação ($V'_{an} = 0,9V_{an}$), o índice γ apresenta um comportamento não linear oriundo do aumento da corrente de sequência negativa, para níveis de curto entre espiras inferiores à 8%.

Figura 28 – Comportamento do índice γ para as condições de equilíbrio e desequilíbrio na tensão de alimentação 10% da fase A em função de diferentes níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C.

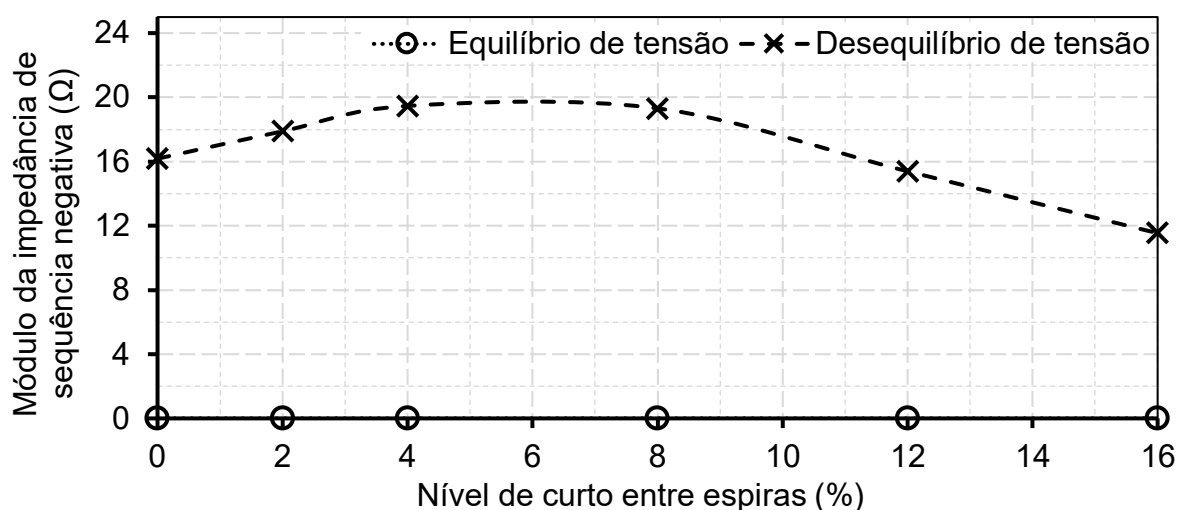


Fonte: autoria própria.

A Figura 29 mostra o comportamento do módulo da impedância de sequência negativa em função do percentual de curto entre espiras em enrolamentos de armadura para as condições de equilíbrio e desequilíbrio na tensão de alimentação, considerando um MIT com carga de 4 Nm. Para a condição de tensões de alimentação equilibradas, o módulo da impedância de sequência negativa é zero devido à componente de tensão de sequência negativa ser nula, enquanto que a presença da componente de tensão de sequência negativa, inserida pelo desequilíbrio na tensão de alimentação, permite determinar o módulo da impedância de sequência negativa, que também é afetada pela componente da corrente de sequência negativa. Além disso, a presença das assimetrias inseridas pelo curto entre espiras, faz aumentar a

componente de corrente de sequência negativa e, conseqüentemente, ocorre a redução no módulo da impedância de sequência negativa, como mostra a Figura 29, considerando os níveis de curto entre espiras superiores à 4%.

Figura 29 – Comportamento do módulo da impedância de sequência negativa para às condições de tensão de alimentação com equilíbrio e desequilíbrio de 10% na fase A em função de diferentes níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C.



Fonte: autoria própria.

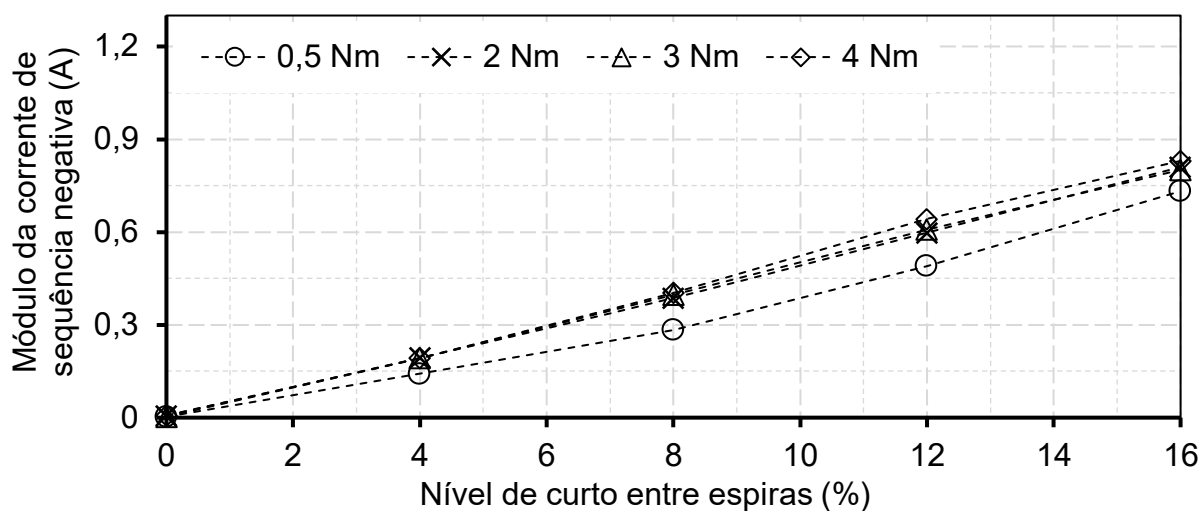
Outro aspecto analisado foi a influência da variação da carga sobre as correntes de sequência negativa, considerando o MIT sadio e com níveis de curto entre espiras variados com tensões de alimentação equilibradas. Foram consideradas quatro condições de carga: 0,5 Nm, 2 Nm, 3 Nm e 4 Nm, correspondendo às velocidades do rotor de 1795,8 rpm, 1783,3 rpm, 1774,9 rpm e 1770 rpm.

Os resultados obtidos das simulações do MIT sadio e com defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura são apresentados na Figura 30. Observa-se que o módulo da corrente de sequência negativa aumenta proporcionalmente com o aumento do grau de severidade do curto entre espiras. Além disso, é verificado que para cargas maiores que 0,5 Nm (12,5% da carga nominal), a corrente de sequência negativa sofre poucas variações de amplitude, para cada um dos percentuais de curto entre espiras considerado, indicando sua insensibilidade às alterações de carga.

O comportamento do índice γ , em função do nível de curto entre espiras, foi analisado para as condições envolvendo variação de cargas. A Figura 31 mostra a relação de quase linearidade entre γ e o nível de curto entre espiras obtidas para quatro cargas distintas. Observa-se que o aumento da carga implica em um aumento na corrente da corrente de sequência positiva. Como as correntes da componente de

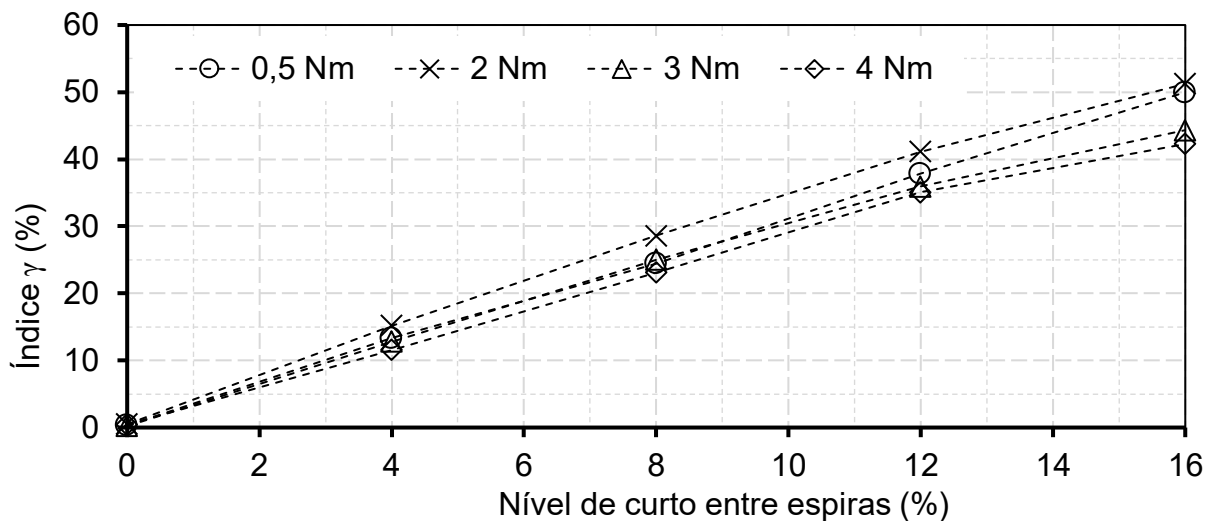
sequência negativa são pouco afetadas pela carga (Figura 30), o aumento da corrente de sequência positiva faz com que o índice γ reduza. Esta redução é mais acentuada com o aumento do grau de severidade do curto entre espiras.

Figura 30 – Comportamento dos módulos das correntes de sequência negativa em função do nível de curto entre espiras para diferentes cargas aplicadas ao MIT simulado considerando as tensões de alimentação equilibradas.



Fonte: autoria própria.

Figura 31 – Comportamento do índice γ para diferentes cargas do MIT simulado em função de diferentes níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C considerando equilíbrio nas tensões de alimentação.

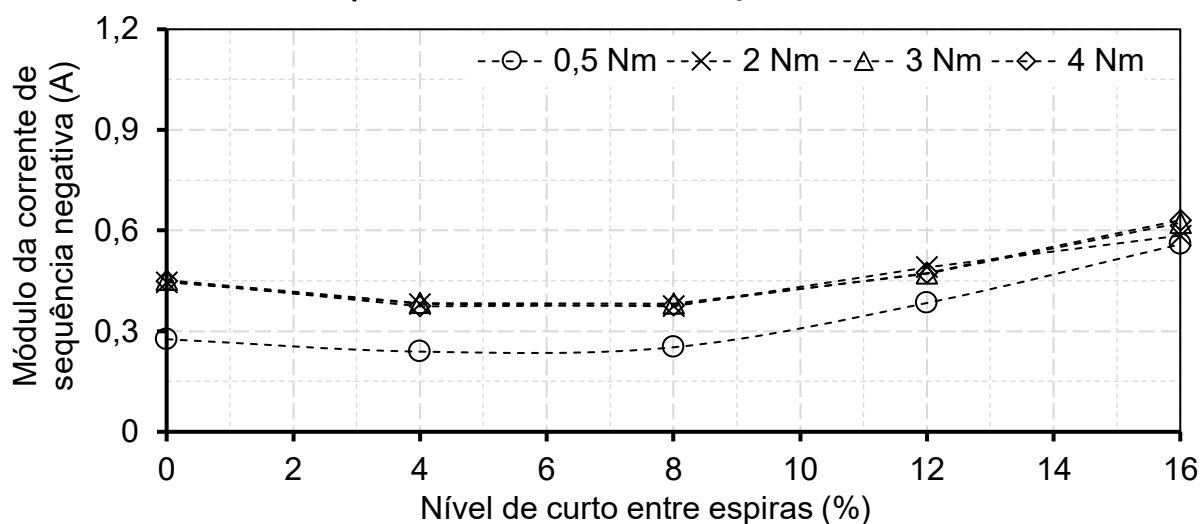


Fonte: autoria própria.

Na condição do MIT sadio e com tensões de alimentação equilibradas, as componentes de sequência negativa são nulas. Porém, um MIT sadio sob influência de desequilíbrio na tensão de alimentação produz um aumento na tensão e na corrente de sequência negativa. A Figura 32 mostra o comportamento da corrente de

sequência negativa em função dos níveis de curto entre espiras para cargas variadas considerando a tensão de alimentação com desequilíbrio de 10% na fase A ($V'_{an} = 0,9V_{an}$).

Figura 32 – Comportamento dos módulos das correntes de sequência negativa em função do nível de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fse C para diferentes cargas aplicadas considerando 10% de desequilíbrio na tensão de alimentação da fase A.



Fonte: autoria própria.

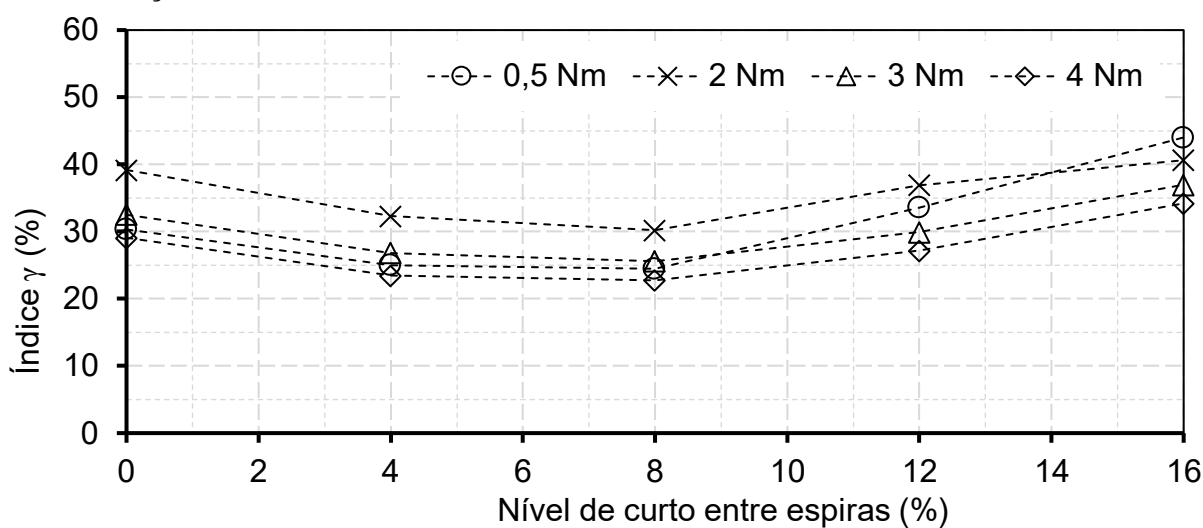
Observa-se que a amplitude da corrente de sequência negativa comporta-se de forma distinta do caso em que há equilíbrio nas tensões de alimentação. Contudo, assim como ocorre com tensão de alimentação equilibrada, para cargas maiores que 0,5 Nm (12,5% da carga nominal), verifica-se que as amplitudes das correntes de sequência negativa são pouco afetadas pela variação da carga, sob a condição de desequilíbrio de tensão de alimentação.

O comportamento do índice γ em função do nível de curto entre espiras foi analisado para as condições envolvendo variação de carga, na presença de desequilíbrio na tensão de alimentação conforme mostrado na Figura 33. A presença de desequilíbrio de tensão aumenta a corrente de sequência negativa na condição do MIT sadio e para 4% de curto entre espiras. Para curtos-circuitos maiores que 4% o comportamento do índice γ é similar ao caso de das tensões de alimentação equilibradas. Desta forma, a presença de desequilíbrio de tensão apresenta maior influência no comportamento da corrente de sequência negativa para níveis de curto entre espiras inferiores aos 8%.

Neste ponto, salienta-se que o padrão observado na Figura 33 não representa uma generalização e sua validade é específica do MIT e das condições impostas nesta

simulação: desequilíbrio na tensão de fase V_{an} e curto entre espiras aplicado na bobina 1 – 10 da fase C. Desta forma, outras simulações devem ser realizadas para investigar o comportamento das componentes de sequência positiva e negativa como função do nível de desequilíbrio de tensão e da localização do curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

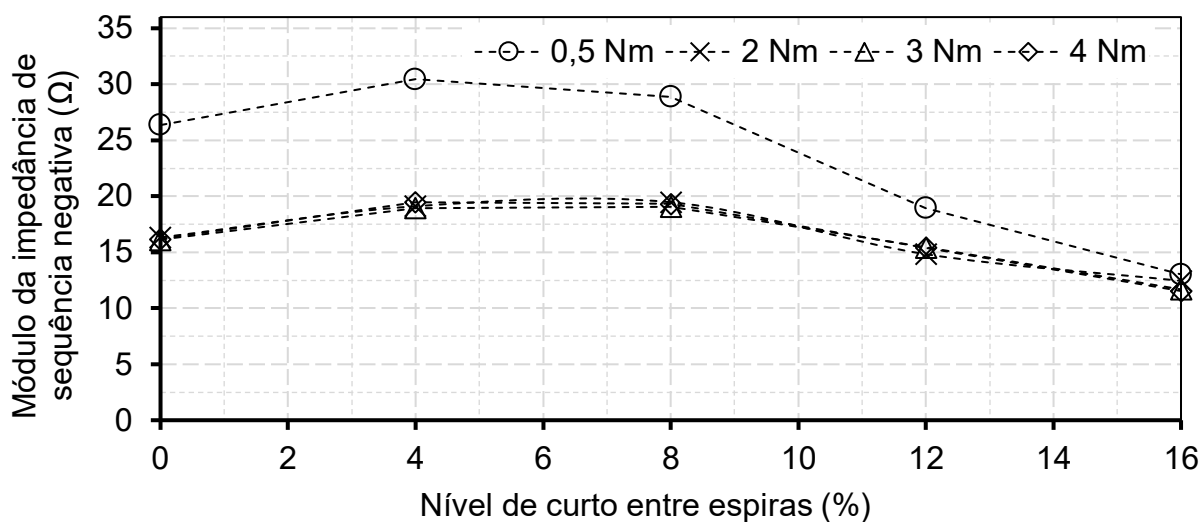
Figura 33 – Comportamento do índice γ para diferentes cargas em função de diferentes níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C considerando 10% de desequilíbrio na tensão de alimentação da fase A.



Fonte: autoria própria.

A Figura 34 mostra o comportamento do módulo da impedância de sequência negativa em função do percentual de curto entre espiras considerando diferentes cargas sob a condição de desequilíbrio de tensão de alimentação. A assimetria elétrica inserida pelo desequilíbrio na tensão de alimentação influencia no módulo da impedância de sequência negativa por alterar as amplitudes da tensão e da corrente de sequência negativa. Como mostrado na Figura 32 a corrente de sequência negativa é pouco afetada pelas variações de carga. Assim, o desequilíbrio na tensão de alimentação e o grau de severidade do curto entre espiras tornam-se os responsáveis pelas variações do módulo da impedância de sequência negativa. Para a carga de 0,5 Nm o módulo da corrente de sequência negativa apresenta menor amplitude, o que implica em um módulo de impedância de sequência negativa, com maior amplitude (Figura 34). Para as cargas maiores que 0,5 Nm, observa-se a invariância do módulo da impedância de sequência negativa, para diferentes cargas.

Figura 34 – Comportamento do módulo da impedância de sequência negativa em função dos níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C para diferentes cargas considerando 10% de desequilíbrio na tensão de alimentação da fase A.



Fonte: autoria própria.

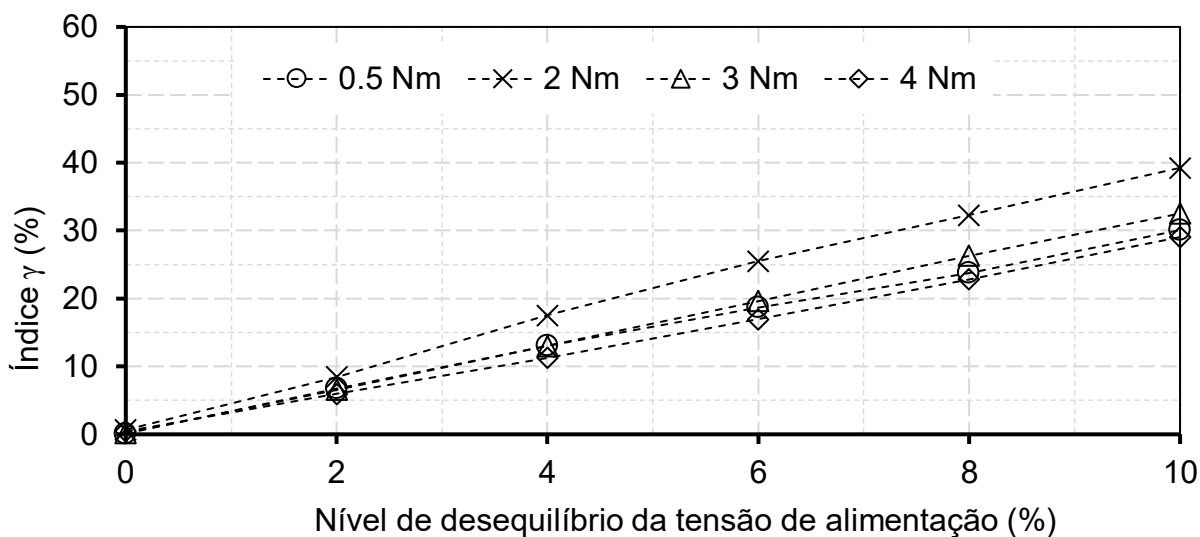
Desta forma, o padrão apresentado pelo módulo da impedância de sequência negativa apresenta um resultado característico mostrando que este pode ser um indicador de falha de curto entre espiras em enrolamentos de armadura quando há variações de carga, nos casos em que há presença de desequilíbrio nas tensões de alimentação.

A Figura 35 mostra o comportamento do índice γ considerando o MIT sadio alimentado com tensões de alimentação desequilibradas na fase A ($V'_{an} = (1 - k)V_{an}$, onde $k = 0,02, 0,04, 0,06, 0,08$ e $0,1$). Observa-se uma relação de quase linearidade entre o índice γ e o nível de desequilíbrio das tensões de alimentação. Este padrão do índice γ é similar ao obtido ao considerar o MIT com diferentes níveis de curto entre espiras, com tensões de alimentação equilibradas (Figura 31), porém, com correntes de sequência negativa inferiores comparadas com aquelas oriundas de curto entre espiras. Este comportamento é observado para todas as cargas analisadas, mostrando que o índice γ pode fornecer informações sobre a condição de operação com desequilíbrio de tensão de alimentação.

A Figura 36 mostra o comportamento do módulo da impedância de sequência negativa em função do percentual de desequilíbrio da tensão de alimentação, considerando diferentes cargas. Para a carga de 0,5 Nm o módulo da impedância de sequência negativa apresenta maior módulo. Para cargas maiores que 0,5 Nm, o módulo da impedância de sequência negativa se mantém praticamente constante

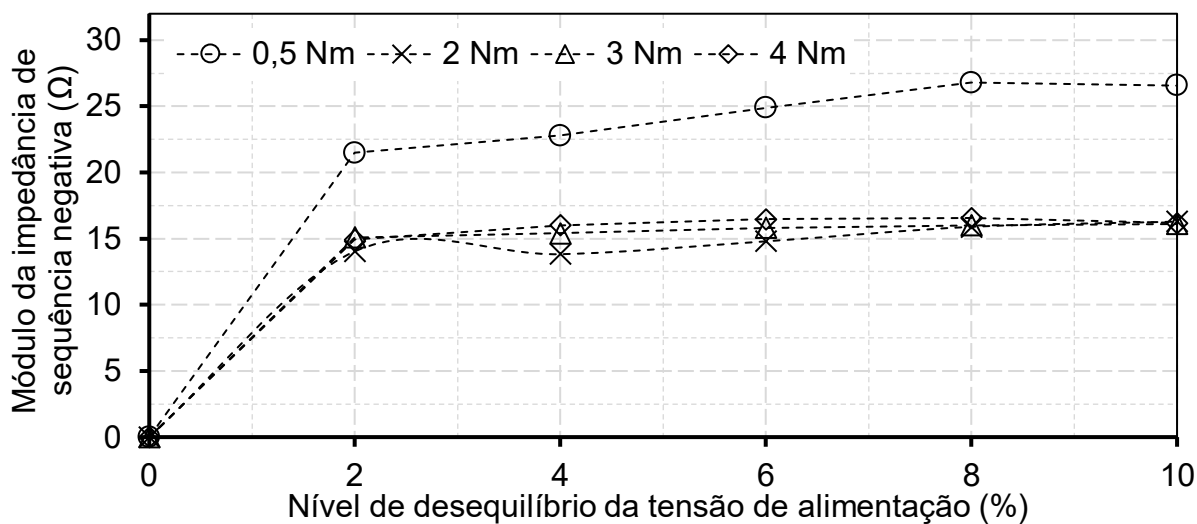
mostrando sua insensibilidade às alterações de carga quando há desequilíbrio de tensão de alimentação em uma das fases.

Figura 35 – Comportamento do índice γ para diferentes cargas em função de diferentes níveis de desequilíbrio da tensão de alimentação inseridos na fase A.



Fonte: autoria própria.

Figura 36 – Comportamento do módulo da impedância de sequência negativa em função dos níveis de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C para diferentes cargas considerando 10% de desequilíbrio na tensão de alimentação da fase A.



Fonte: autoria própria.

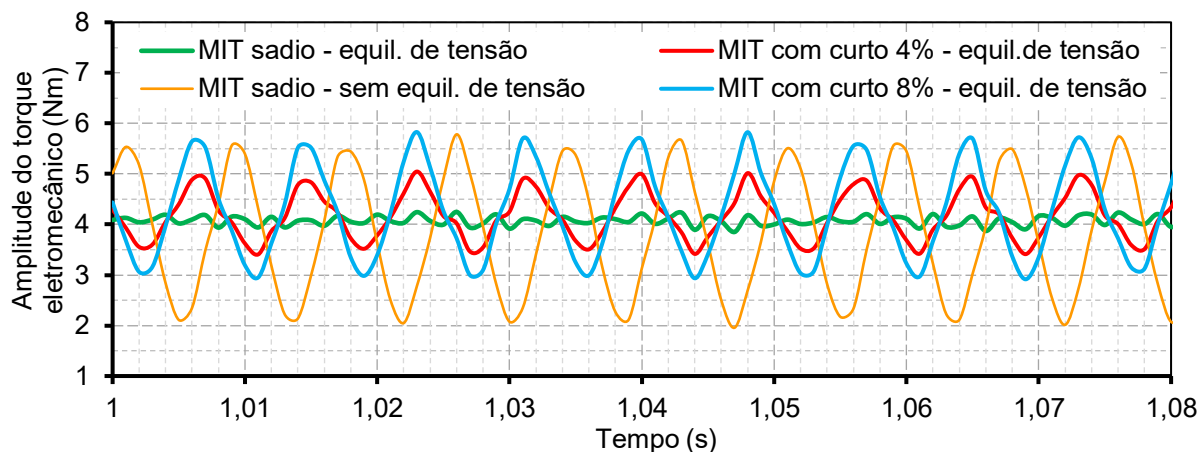
Desta forma, o padrão apresentado pelo módulo da impedância de sequência negativa pode ser utilizado com um indicador de defeito, quando há variações de carga e nos casos de desequilíbrio nas tensões de alimentação.

4.3.2 Defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT simulado utilizando o torque eletromecânico

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações para o MIT sadio com tensões de fase equilibradas e desequilibradas e para o MIT com curto entre espiras nos enrolamentos de armadura e com tensões de fase equilibradas para fins de detecção de defeitos utilizando FFT do torque eletromecânico, conforme descrito na seção 3.3.2.

A Figura 37 mostra o comportamento temporal, em regime permanente, do torque eletromecânico para o MIT sadio com e sem equilíbrio de tensão de alimentação na fase A e para os curtos entre espiras de 4% e de 8% na bobina 1 – 10 da fase C, considerando tensões de alimentação equilibradas.

Figura 37 – Torque eletromecânico para o MIT simulado para as condições sadio com e sem desequilíbrio de tensão de alimentação e com curto entre espiras de 4% e 8% na bobina 1 – 10 da fase C com tensões de alimentação equilibradas.



Fonte: autoria própria.

Para o MIT sadio com tensões de fase equilibradas observa-se uma pequena oscilação do torque eletromecânico (*ripple*) em torno do valor nominal de 4 Nm, enquanto, na presença de desequilíbrio de tensão de alimentação na fase A ($V'_{an} = 0,9V_{an}$) observa-se a inserção de uma componente no torque eletromecânico com frequência múltipla de 120 Hz, com amplitude de 3,80 Nm.

Os resultados das simulações do MIT com curto entre espiras e tensões equilibradas mostram oscilações no torque eletromecânico com o dobro da frequência fundamental, confirmando que os defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura inserem frequências múltiplas de 120 Hz ($2k_1f = 120k_1$) conforme mostra a equação (28).

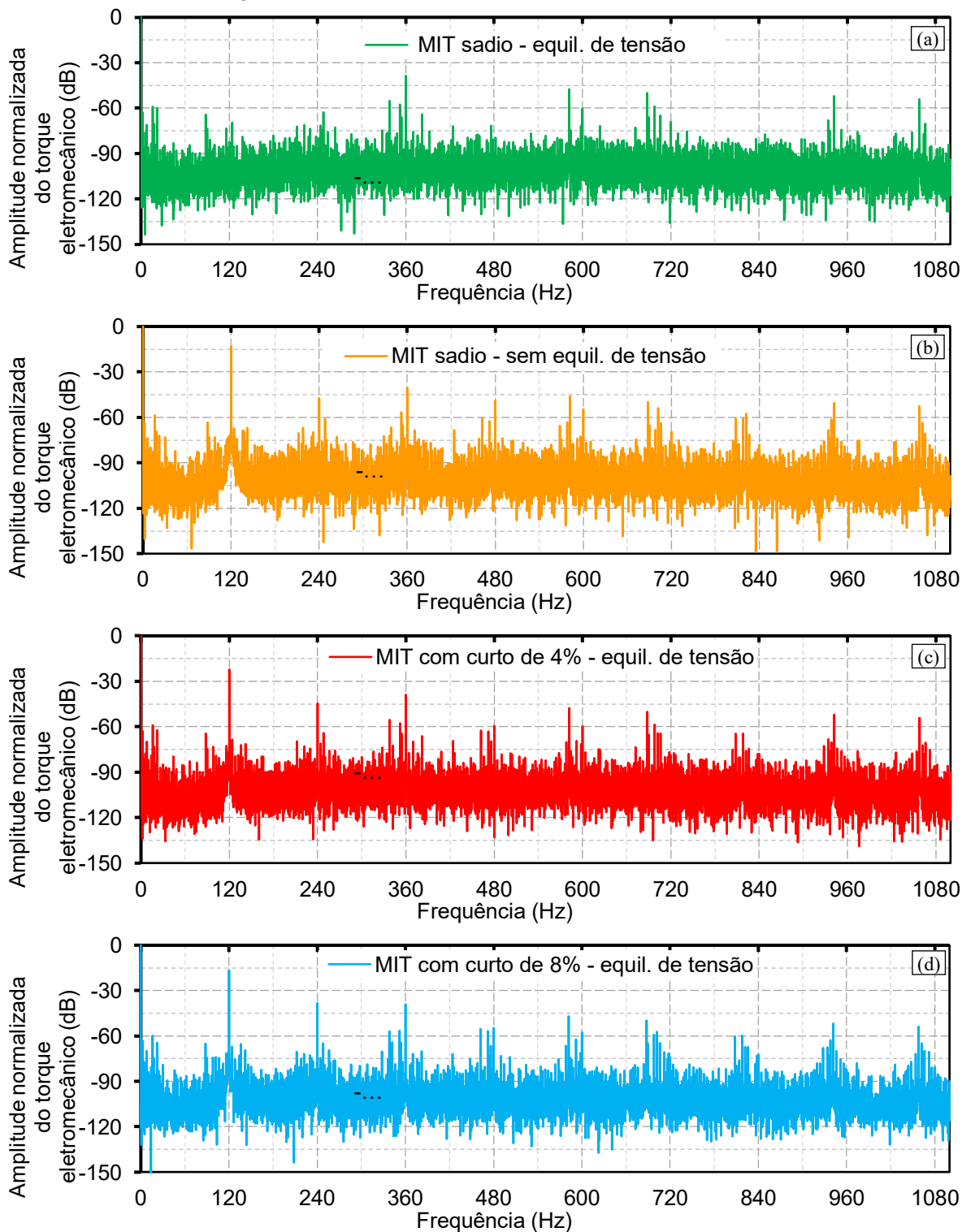
Segundo Zorig *et al.* (2022), a 2ª harmônica (120 Hz) é normalmente utilizada como indicador da presença de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura. Na Figura 38a–b são mostradas as FFTs do torque eletromecânico, com amplitude normalizada em dB, obtidas a partir das simulações do MIT sadio com equilíbrio de tensão de alimentação e com desequilíbrio de 10% na tensão da fase A, respectivamente. Na Figura 38c–d são apresentadas as FFTs do torque eletromecânico considerando as simulações do MIT com curto entre espiras de 4% e 8% na bobina 1 – 10 da fase C, considerando as tensões de alimentação equilibradas. Na Figura 39 são apresentadas as FFTs dos sinais dos torques com amplitude em grandeza nominal, referente à Figura 38.

A Tabela 8 apresenta as magnitudes em dB e em Nm para as frequências harmônicas considerando $k_1 = 1, 2, \dots, 9$. As harmônicas de 2ª (120 Hz), 4ª (240 Hz), 8ª (480 Hz), 10ª (600 Hz), 12ª (720 Hz), 14ª (840 Hz) e 18ª (1080 Hz) ordem estão destacadas em negrito e apresentam maior sensibilidade para detecção de falhas de curto entre espiras.

Na Figura 40, obtida dos dados apresentados na Tabela 8, observa-se que as harmônicas de 2ª (120 Hz) e 4ª (240 Hz) ordem apresentam maiores amplitudes, mostrando que o aumento no nível de curto entre espiras produz um aumento na amplitude do torque eletromecânico. Utilizando ajuste polinomial, verifica-se que a variação do nível de curto entre espiras de 4% para 8%, produz um aumento médio de 95,4% na amplitude das harmônicas. Observa-se também que a presença de assimetrias nos MITs promove o aumento das harmônicas espaciais, redução do torque no eixo (desequilíbrio de tensão de alimentação), além do aumento do torque pulsante (*ripple*), das perdas e, conseqüentemente, redução da eficiência (Saad; Irfan; Ibrahim, 2018).

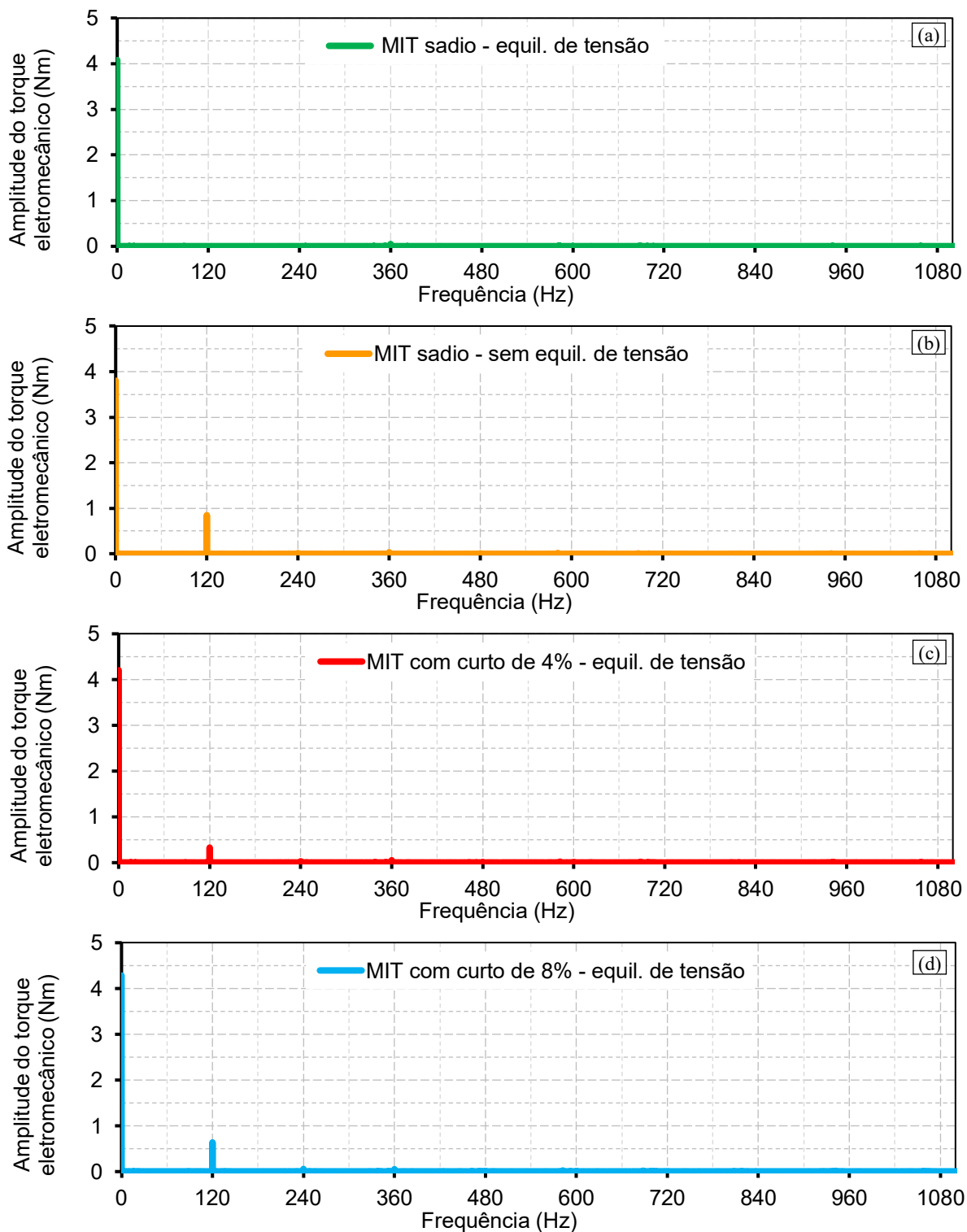
Por outro lado, as harmônicas de 6ª ordem (360 Hz) e 16ª ordem (960 Hz) apresentam baixa sensibilidade de detecção de defeitos associadas ao curto entre espiras em enrolamentos de armadura, visto que a amplitude para o MIT sadio com tensões de alimentação equilibradas e para o MIT com 4% e 8% de curto entre espiras, apresentam pequenas variações e podem ser desprezadas. Os resultados de Zorig *et al.* (2022), mostram que além das harmônicas de 6ª ordem (360 Hz) e 16ª ordem (960 Hz), a harmônica de 12ª ordem (720 Hz) também apresenta baixa sensibilidade de detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

Figura 38 – FFT com magnitude normalizada do torque eletromecânico do MIT sadio (a) com e (b) sem desequilíbrio de tensão e para MIT com curto entre espiras de (c) 4% e (d) 8% na bobina 1 – 10 da fase C com equilíbrio nas tensões de alimentação.



Fonte: autoria própria.

Figura 39 – FFT com amplitude nominal do torque eletromecânico do MIT sadio (a) com e (b) sem equilíbrio de tensão e para MIT com curto entre espiras de (c) 4% e (d) 8% na bobina 1 – 10 da fase C com equilíbrio nas tensões de alimentação.



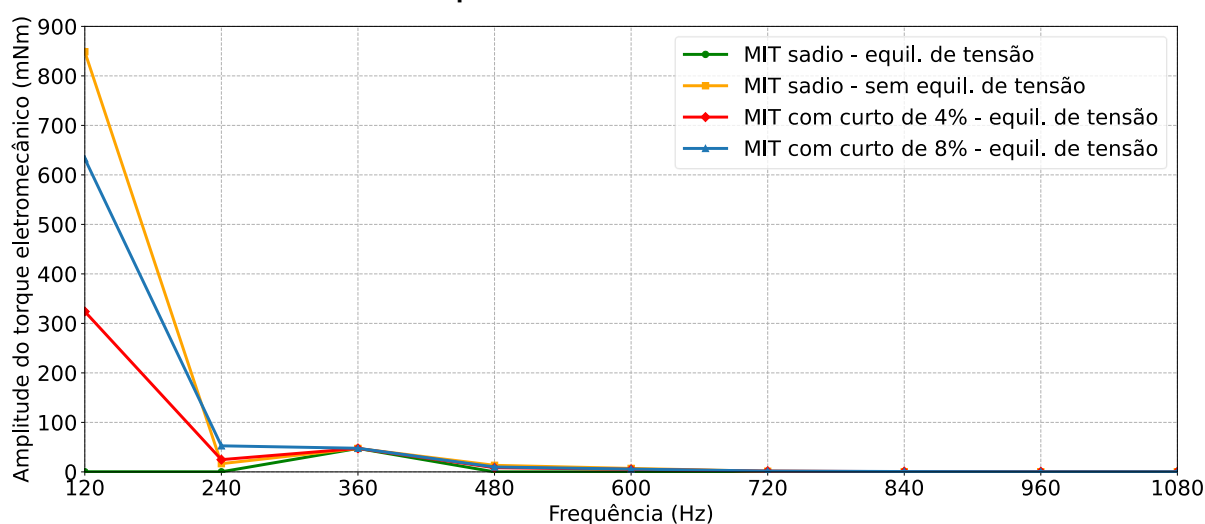
Fonte: autoria própria.

Tabela 8 – Amplitudes normalizadas e nominais do torque eletromecânico para o MIT sadio com e sem equilíbrio de fases e para o MIT com curto entre espiras de 4% e 8% na bobina 1 – 10 da fase C com equilíbrio de tensão.

Freq. (Hz)	Ordem harm.	Amplitude do torque eletromecânico							
		MIT sadio (dB)	MIT sadio com deseq. de tensão (dB)	MIT com curto entre espiras de 4% (dB)	MIT com curto entre espiras de 8% (dB)	MIT sadio (mNm)	MIT sadio deseq (mNm)	MIT curto entre espiras de 4% (mNm)	MIT curto entre espiras de 8% (mNm)
						$T_{REF} = 4,08$ (Nm)	$T_{REF} = 3,80$ (Nm)	$T_{REF} = 4,20$ (Nm)	$T_{REF} = 4,28$ (Nm)
120	2	-82,4	-13,0	-22,3	-16,6	0,31	848,84	323,95	632,69
240	4	-86,6	-47,2	-44,6	-38,2	0,19	16,60	24,77	52,65
360	6	-38,7	-40,4	-38,9	-39,0	47,41	36,08	47,73	47,76
480	8	-94,0	-49,1	-59,4	-54,7	0,08	13,29	4,48	7,91
600	10	-60,2	-54,7	-59,7	-57,6	3,98	7,03	4,36	5,67
720	12	-69,1	-69,5	-78,9	-74,1	1,43	1,28	0,48	0,85
840	14	-83,7	-78,1	-77,9	-72,3	0,27	0,47	0,53	1,04
960	16	-82,1	-83,9	-81,7	-82,4	0,32	0,24	0,35	0,33
1080	18	-92,2	-86,3	-85,9	-80,6	0,10	0,18	0,21	0,40

Fonte: autoria própria.

Figura 40 – Amplitudes normalizadas e nominais do torque eletromecânico para o MIT sadio com e sem equilíbrio de fases e para o MIT com curto entre espiras de 4% e 8% na bobina 1 – 10 da fase C com equilíbrio de tensão referente às amplitudes dos torques eletromecânicos apresentados na Tabela 8.



Fonte: autoria própria.

A análise envolvendo o conteúdo harmônico presente no sinal do torque eletromecânico, apresentado na Tabela 8, mostra que esta metodologia de análise pode não distinguir a origem do defeito, ou seja, se o defeito está associado ao

desequilíbrio de tensão de alimentação ou ao curto entre espiras nos enrolamentos de armadura, para o MIT operando com carga nominal.

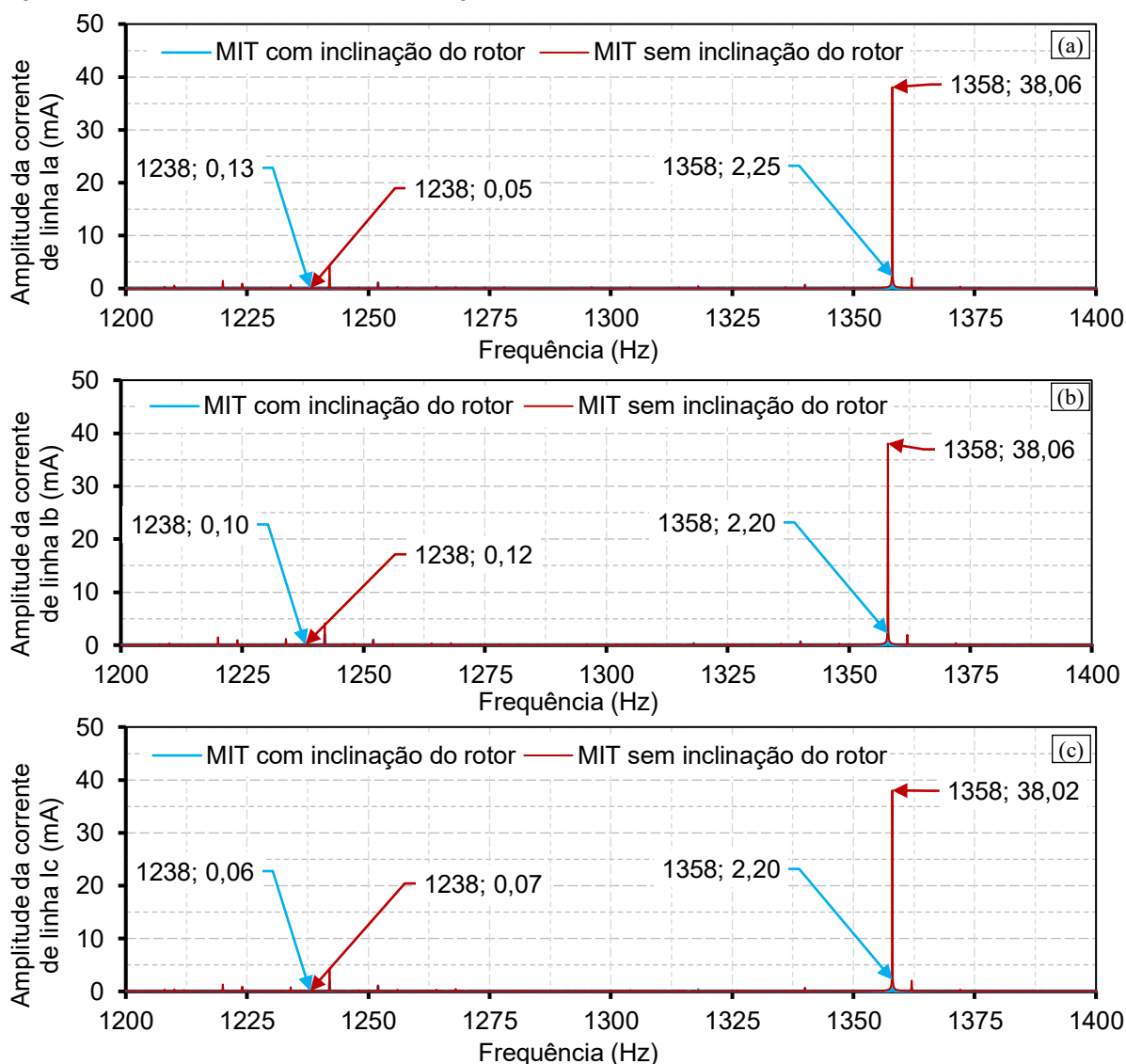
4.3.3 Defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT simulado com e sem rotor inclinado utilizando a teoria das harmônicas das ranhuras do rotor

Nesta seção são discutidos os resultados das simulações do MIT considerando a teoria das harmônicas de ranhura do rotor aplicadas na detecção de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do modelo numérico do MIT com e sem rotor inclinado sob as condições de equilíbrio e desequilíbrio na tensão de alimentação, conforme descrição apresentada na seção 3.3.3.

A Figura 41 mostra o espectro de frequência das correntes de linha I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} para o MIT sadio e com equilíbrio de tensão considerando o rotor com e sem inclinação. Observa-se que a frequência inferior, em 1238 Hz, obtida a partir da equação (25), praticamente inexistente para as três correntes nominais. Em condições do MIT sadio a frequência superior, em 1358 Hz, obtida a partir da equação (25), apresenta praticamente a mesma amplitude para as três correntes de linha, para cada condições do rotor, sendo a maior magnitude encontrada para o MIT simulado sem rotor inclinado. Além disso, as pequenas amplitudes encontradas para a frequência inferior de 1238 Hz, associada à harmônica de 21ª ordem (1260 Hz), indicam a ausência de defeito de curto entre espiras em enrolamento de armadura (Sharifi; Ebrahimi, 2011).

A Figura 42 mostra as FFTs das correntes trifásicas de linha I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} , considerando o MIT com curto entre espiras de 4% na bobina 1 – 10 da fase C operando com tensões de alimentação equilibradas. Na presença de curto entre espiras a harmônica de 21ª ordem (1260 Hz) apresenta um aumento de amplitude para o rotor sem inclinação. De acordo com Sharifi e Ebrahimi (2011), em MITs sem rotor inclinado a presença da harmônica de 21ª ordem (1260 Hz), com amplitudes distintas em cada um dos espectros das correntes trifásicas de linha, é um indicativo de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura. Além disso, observa-se que a frequência inferior (1238 Hz) e a frequência superior (1358 Hz), associadas as harmônicas de 21ª ordem (1260 Hz) e de 23ª ordem (1380 Hz), apresentam amplitudes com variações para cada um dos espectros de correntes, para as condições de rotor com e sem inclinação.

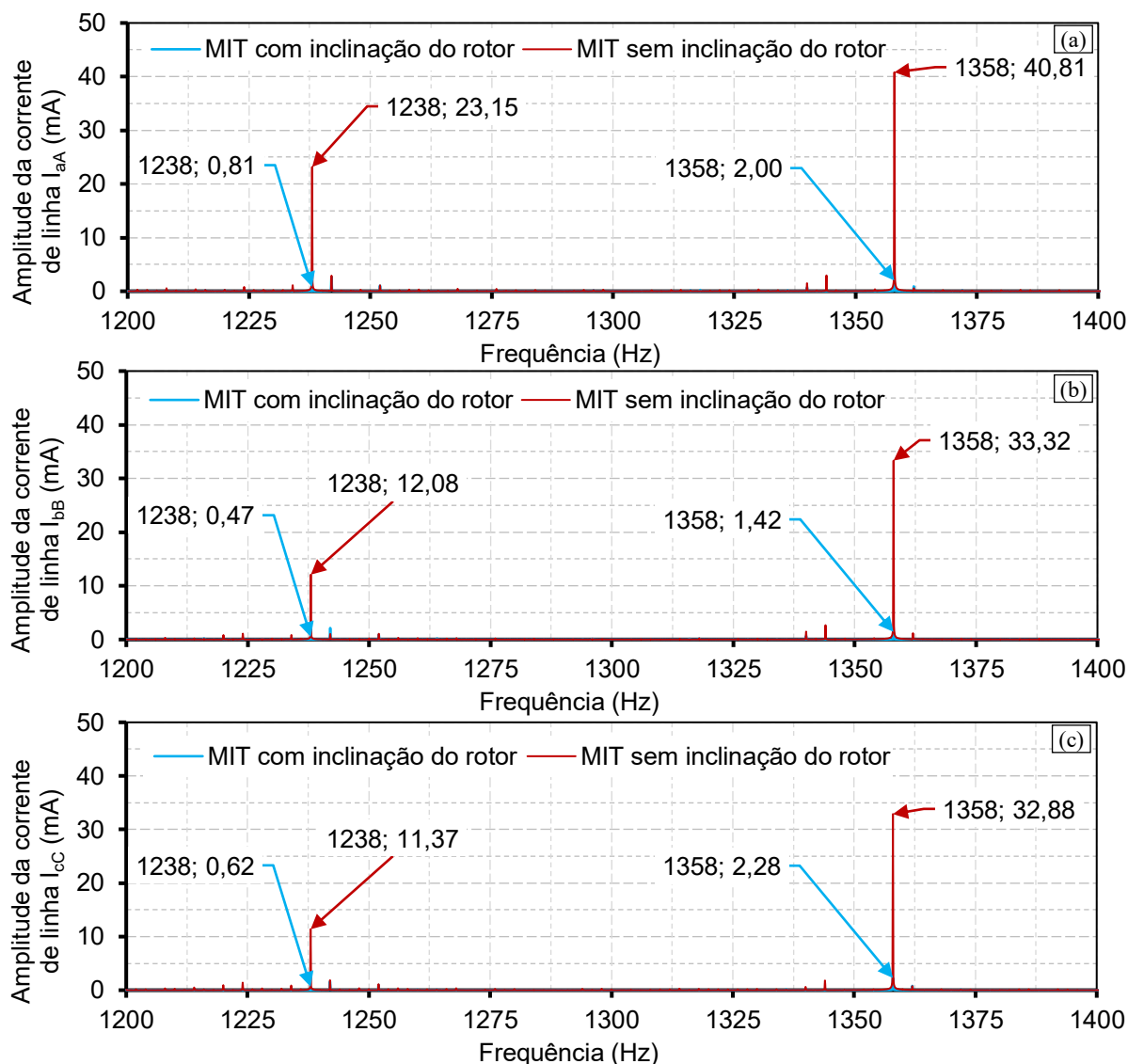
Figura 41 – FFT das correntes nominais de linha a) I_{aA} , b) I_{bB} e c) I_{cC} para o MIT sadio e com equilíbrio nas tensões de alimentação para o rotor com e sem inclinação.



Fonte: autoria própria.

A Figura 43 mostra o espectro de frequência das correntes trifásicas de linha I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} , para o rotor com e sem inclinação considerando a tensão de alimentação com desequilíbrio de 10% na fase A ($V'_{an} = 0,9V_{an}$). O surgimento da harmônica de 21ª ordem (1260 Hz) é atribuído ao desequilíbrio de tensão de alimentação (Sharifi; Ebrahimi, 2011). Nesta condição, observa-se que a frequência superior (1358 Hz), associada à harmônica de 23ª ordem (1380 Hz), apresenta variações de amplitudes para as três correntes de linha. Para o rotor sem inclinação a frequência inferior (1238 Hz), associada à harmônica de 21ª ordem (1260 Hz), apresenta maiores amplitudes em relação ao MIT sadio com tensões equilibradas (Figura 41).

Figura 42 – FFT das correntes nominais de linha a) I_{aA} , b) I_{bB} e c) I_{cC} , para o MIT com curto entre espiras de 4% na bobina 1 – 10 da fase C com tensão de alimentação equilibradas para o rotor com e sem inclinação.

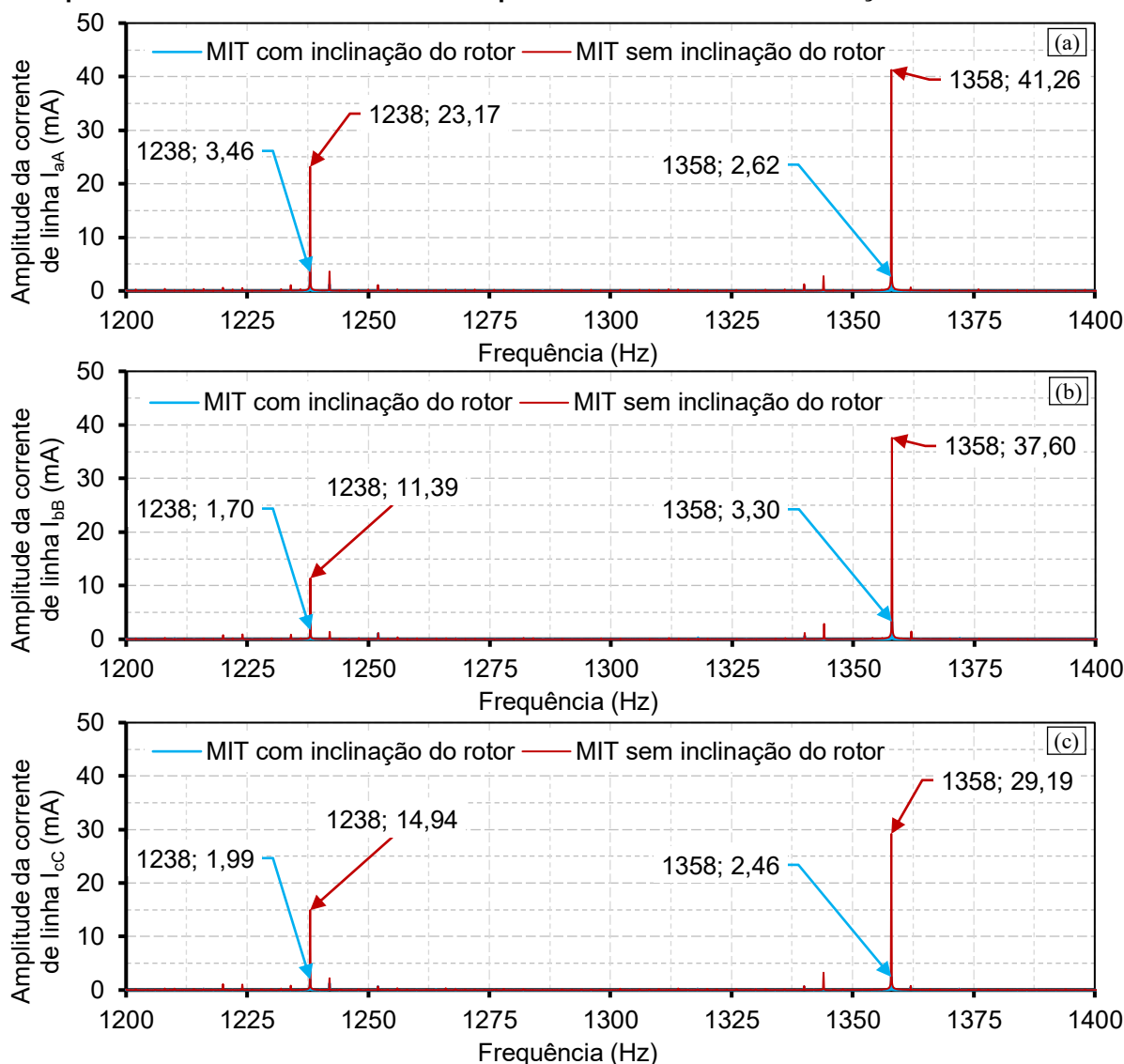


Fonte: autoria própria.

Ressalta-se que os resultados obtidos por Sharifi e Ebrahimi (2011) demonstram que as amplitudes das correntes trifásicas associadas à 23^a harmônica permanecem inalteradas, ou seja, apresentam insensibilidade à presença de desequilíbrio na tensão de alimentação para o MIT sadio e sem rotor inclinado.

Entretanto, os resultados obtidos para MIT simulado e apresentados na Figura 43 não corroboram com os resultados obtidos por Sharifi e Ebrahimi (2011). Portanto, a análise dos comportamentos das 21^a e 23^a harmônicas, utilizando a teoria das harmônicas das ranhuras do rotor, não permite distinguir defeitos entre curto entre espiras em enrolamento de armadura e aqueles devido ao desequilíbrio de tensão de alimentação, ao menos para o caso específico do MIT simulado.

Figura 43 – FFT das correntes nominais de linha a) I_{aA} , b) I_{bB} e c) I_{cC} para o MIT sadio e com desequilíbrio de tensão de 10% na fase A para o rotor com e sem inclinação.



Fonte: autoria própria.

4.3.4 Defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura do MIT simulado utilizando MCSA

Nesta seção são discutidos os resultados das simulações do MIT utilizando a MCSA das correntes de linha para identificar padrões nos espectros de frequência, visando a detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura, conforme metodologia apresentada na seção 3.3.4.

Como discutido da seção 2.3 quando um defeito surge no MIT, seus efeitos são refletidos no espectro de corrente do estator. A assinatura do defeito na corrente é obtida utilizando a MCSA, para identificar padrões nos espectros de frequência,

visando a detecção de defeitos devido ao curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

Na Figura 44 são apresentados os espectros de frequência das correntes trifásicas de linha I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} obtidas da simulação do MIT sadio com tensões de alimentação equilibradas. Observam-se as presenças das componentes de frequência fundamental em 60 Hz e também da 5ª e 7ª harmônicas em 300 Hz e 420 Hz, respectivamente. Ao analisar resultados experimentais, Faiz *et al.* (2017) afirmam que a existência das harmônicas de 5ª e 7ª ordens nas correntes trifásicas são uma consequência das harmônicas de tensão de mesma ordem presentes nas tensões de alimentação.

Na Figura 45 são apresentados os espectros de frequência das correntes trifásicas de linha I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} obtidas das simulações do MIT com curto entre espiras de 4% e 8% nos enrolamentos de armadura com tensões de alimentação equilibradas, destacando-se as frequências com maior amplitude, dentro da janela apresentada.

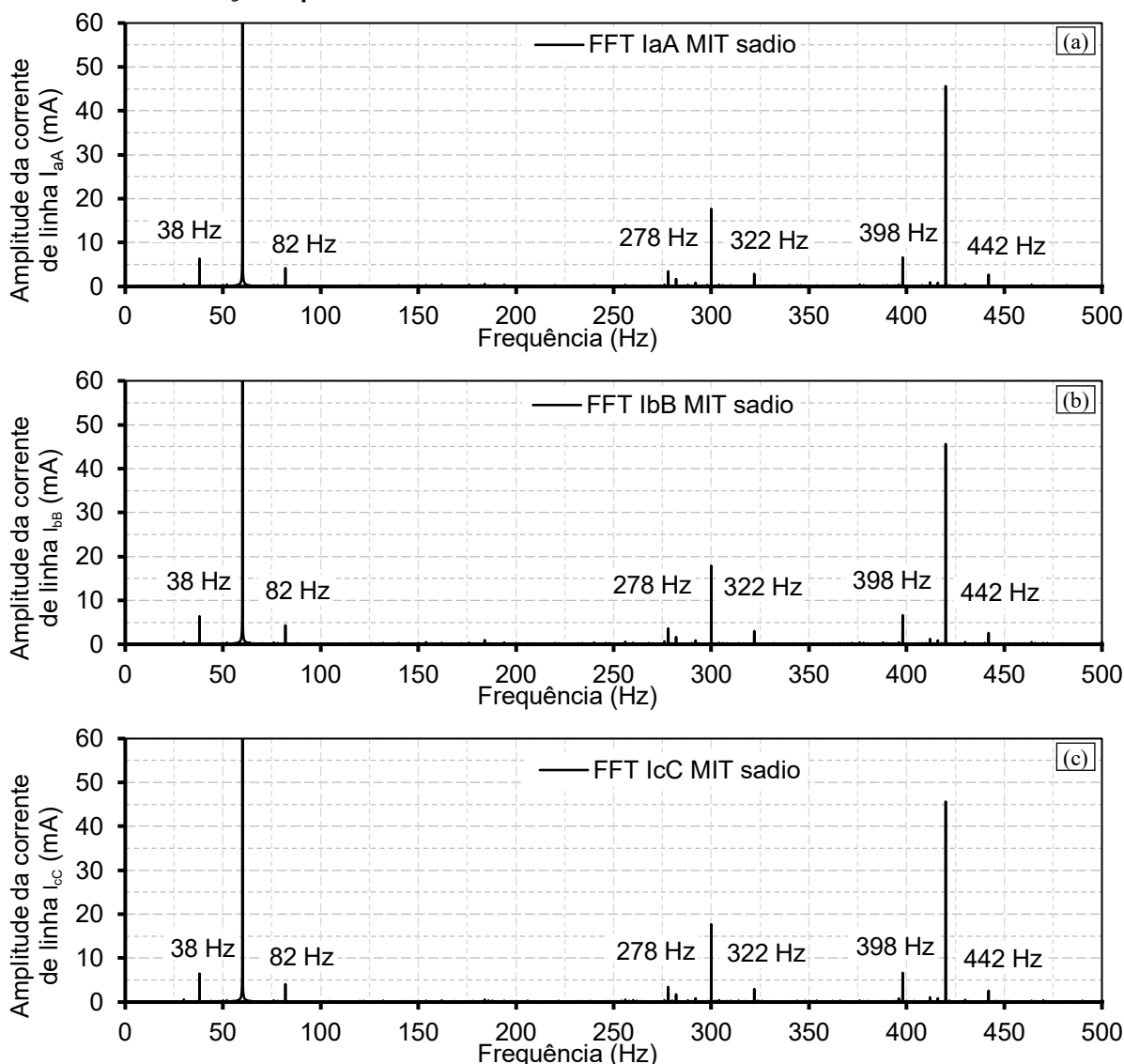
Na presença de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura, a distribuição da *FMM* no entreferro mudará devido à alteração da magnitude da corrente que circula nas espiras em curto (Singh; Shaik, 2020). As localizações destas componentes de frequência são obtidas da equação (27) e apresentadas na Tabela 9 considerando $n_{st} = \pm 1, \pm 2, \pm 3$ e $k = 1, 3, 5$.

Neste contexto, considerando a operação do MIT a vazio, Thomson e Morrison (2002) utilizando a equação (27) com $s = 0$, determinam que as frequências de 150 Hz ($k = 1; n_{st} = 3$) e 210 Hz ($k = 3; n_{st} = 1$) podem ser usadas como indicador de defeito de curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

Da Tabela 9, considerando os índices $k = 1; n_{st} = 3$ e $k = 3$ e $n_{st} = 1$, para o escorregamento $s = 0,01667$, obtém-se as frequências de 148,5 Hz e 207,5 Hz, respectivamente, que estão em torno de 150 Hz e 210 Hz. Outras frequências previstas pela equação (27) são apresentadas na considerando algumas combinações para k e n_{st} . Além disso, vale salientar que a equação (27) impõe $n_{st\text{máx}} = 3$, para um MIT com 4 polos.

Na Tabela 10 são apresentadas as amplitudes das correntes trifásicas de linha para o MIT sadio e com 4% e 8% de curto entre espiras em enrolamento de armadura, para as frequências destacadas na Figura 44 e na Figura 45, além das amplitudes das frequências apresentadas na Tabela 9.

Figura 44 – FFT das correntes nominais trifásicas de linha a) I_{aA} , b) I_{bB} e c) I_{cC} do MIT sadio e com tensão de alimentação equilibrada.



Fonte: autoria própria.

As frequências destacadas em **negrito** apresentam maiores amplitudes e não correspondem às frequências previstas teoricamente pela equação (27) e apresentadas na Tabela 9. Desta forma, a utilização de técnicas baseadas na MCSA, amplamente empregada em diversas aplicações de monitoramento de defeitos em ambientes industriais, não se mostra suficientemente eficaz e apresenta restrições quanto ao uso, para a detecção de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura, considerando especificamente o modelo numérico MIT desenvolvido neste trabalho.

Neste capítulo foram apresentados os resultados e as discussões sobre algumas técnicas de detecção de defeitos de barras quebradas de rotor e de curto entre espiras em enrolamentos de estator. A MCSA foi a técnica empregada para detecção de defeitos de barras quebradas de rotor utilizando os sinais de corrente

provenientes das simulações de um modelo numérico de um MIT e de um banco de dados experimental.

Figura 45 – FFT das correntes nominais de linha a) I_{aA} , b) I_{bB} e c) I_{cC} obtidas das simulações do MIT com curto entre espiras de 4% e 8% em uma das bobinas da fase C com tensão de alimentação equilibradas.

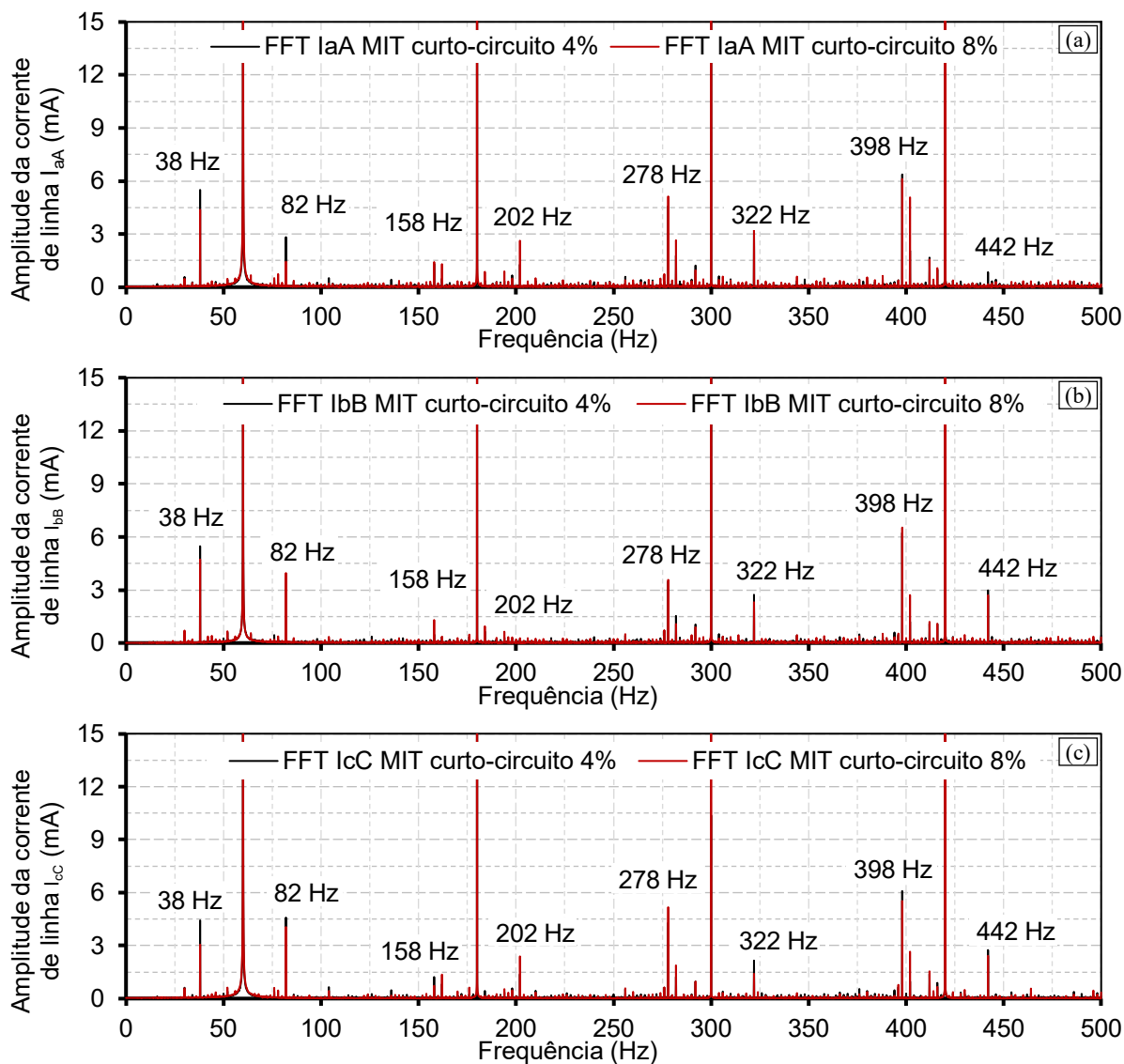


Tabela 9 – Frequências obtidas a partir da equação (27) para $n_{st} = \pm 1, \pm 2, \pm 3$ e $k = 1, 3, 5$ considerando o MIT simulado com $p = 4$, $f = 60$ Hz e $s = 0,01667$.

k	n_{st}					
	-1	1	-2	2	-3	3
1	30,5	89,5	1,0	119,0	-28,5	148,5
3	150,5	209,5	121,0	239,0	91,5	268,5
5	270,5	329,5	241,0	359,0	211,5	388,5

Fonte: autoria própria.

Tabela 10 – Amplitudes das correntes nominais trifásicas de linha I_{aA} , I_{bB} e I_{cC} para as frequências obtidas da Tabela 9 (não destacadas) e para as frequências destacadas em negrito na Figura 44 e na Figura 45 para as simulações do MIT sadio e MIT com 4% e 8% de curto entre espiras na bobina 1 – 10 da fase C.

Freq. (Hz)	MIT sadio			MIT curto entre espiras de 4%			MIT curto entre espiras de 8%		
	I_{aA} (mA)	I_{bB} (mA)	I_{cC} (mA)	I_{aA} (mA)	I_{bB} (mA)	I_{cC} (mA)	I_{aA} (mA)	I_{bB} (mA)	I_{cC} (mA)
1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
30,5	0,0	0,1	0,0	0,1	0,0	0,0	0,0	0,1	0,0
38	5,5	5,5	4,4	4,4	4,7	3,1	5,5	5,5	4,4
82	2,8	3,7	4,6	1,4	4,0	4,1	2,8	3,7	4,6
89,5	0,1	0,0	0,1	0,0	0,1	0,0	0,1	0,0	0,1
91,5	0,0	0,0	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,1
119	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
121	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0
148,5	0,1	0,1	0,0	0,1	0,1	0,0	0,1	0,1	0,0
150,5	0,1	0,1	0,0	0,1	0,1	0,0	0,1	0,1	0,0
158	1,3	0,5	1,2	1,4	1,3	0,7	1,3	0,5	1,2
202	1,3	0,2	1,4	2,6	0,3	2,4	1,3	0,2	1,4
209,5	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0
211,5	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,1	0,0	0,0
239	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
241	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0
268,5	0,1	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1
270,5	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,0
278	4,6	3,5	4,3	5,1	3,6	5,2	4,6	3,5	4,3
322	3,4	2,7	2,2	3,4	2,3	1,4	3,4	2,7	2,2
329,5	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1	0,1
359	0,1	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,1	0,1	0,1
388,5	0,2	0,1	0,1	0,0	0,0	0,0	0,2	0,1	0,1
398	6,4	6,2	6,1	6,1	6,5	5,5	6,4	6,2	6,1
442	0,8	3,0	2,7	0,2	2,7	2,4	0,8	3,0	2,7

Fonte: autoria própria.

Neste caso, os resultados das simulações do MIT sadio, com diferentes graus de severidades de defeitos de barras quebradas do rotor e sob diferentes cargas, apresentam concordância com as previsões teóricas apresentadas na literatura, além de corroborar com os resultados obtidos a partir do banco de dados experimental. Portanto, o emprego de técnicas baseadas em MCSA para detecção de barras quebradas no rotor proporciona uma abordagem não invasiva, precisa e confiável,

além apresentar sensibilidade para a detecção de defeitos em barras quebradas de rotor em MITs.

A MCSA também foi utilizada para obter os espectros de frequência, a partir das simulações do MIT sadio e com defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura. Os resultados obtidos a partir das simulações demonstram que as frequências características previstas teoricamente não foram observadas no espectro de frequência das correntes obtidas do modelo numérico do MIT. Portanto, a utilização da MCSA pode não ser uma técnica viável para detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamento de armadura, para este MIT especificamente.

O modelo numérico do MIT com e sem rotor inclinado foi utilizado para identificar defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura empregando a teoria das harmônicas do rotor. O uso das MCSA permitiu identificar as frequências inferior (1238 Hz) e superior (1358 Hz), associadas às harmônicas de 21^a ordem (1260 Hz) e 23^a ordem (1380 Hz), respectivamente, conforme indicado pela teoria. No entanto, os resultados obtidos das simulações do modelo numérico do MIT, para a condição de tensão de alimentação desequilibradas, não corroboraram os resultados apresentados por Sharifi e Ebrahimi (2011).

Outra técnica utilizada para detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura considerou a análise do sinal do torque eletromecânico obtido das simulações do modelo numérico do MIT. Os resultados obtidos da FFT do torque eletromecânico mostraram que a presença de curto entre espiras insere componentes harmônicas com frequências que são o dobro da frequência fundamental, conforme mostrado pela teoria apresentada na literatura. Entretanto, a presença de tensões de alimentação desequilibradas também insere componentes harmônicas no torque eletromecânico com esta mesma frequência. Portanto, a detecção de defeitos, utilizando a FFT do torque eletromecânico para identificar harmônicas com o dobro da frequência fundamental, apresenta limitações de uso, quando há presença de desequilíbrios na tensão de alimentação.

A teoria das componentes simétricas, no domínio do tempo, foi empregada para a detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura utilizando os sinais das tensões e das correntes trifásicas do modelo numérico do MIT. O emprego desta técnica se deve à sensibilidade de identificação de desequilíbrios de tensão e de corrente. Os resultados mostram que a determinação de índices que relacionam as grandezas das componentes de sequência negativa e positiva podem

ser úteis na identificação de padrões que representam defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

No próximo capítulo são apresentadas as conclusões e os trabalhos futuros envolvendo o diagnóstico e detecção de defeitos em barras quebradas de rotor e de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura utilizando o modelo numérico do MIT.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foi realizado um estudo relacionado aos aspectos construtivos e aos defeitos de barras quebradas de rotor e curto entre espiras em enrolamentos de armadura. Para isso, foi desenvolvido um modelo numérico de um MIT em 2D. A modelagem eletromagnética utiliza o MEF, sendo implementada no *software* Ansys, que fornece a representação detalhada das interações eletromagnéticas e dos parâmetros elétricos e mecânicos associados ao MIT. As simulações foram realizadas para as condições do MIT sadio e com diferentes graus de severidade de defeitos em barras do rotor e curto entre espiras nos enrolamentos de armadura, operando sob diversas condições de carga.

As análises envolvendo as simulações do MIT sadio e com barras quebradas de rotor apresentam resultados que concordam com a abordagem teórica disponível na literatura consultada. Foi verificada a presença das bandas laterais esquerda e direita em torno da fundamental e das componentes harmônicas evidenciando que a severidade das falhas e as condições de carga exercem papel fundamental na detecção dos defeitos. Os resultados obtidos a partir dos dados da bancada experimental de um MIT real apresentam similaridades com os dados obtidos do modelo numérico do MIT simulado, mostrando que a análise da amplitude da frequência associada à banda lateral esquerda da 3ª harmônica apresenta maior sensibilidade para detecção de barras quebradas no rotor.

Os sinais de tensão e corrente foram utilizados para o estudo de curto entre espiras em enrolamentos de armadura, no domínio do tempo, para as análises envolvendo as componentes simétricas. Os resultados demonstram que, em condições de equilíbrio de tensão de alimentação, o índice γ e o módulo da impedância de sequência negativa podem servir como indicadores para detecção de defeitos de curto entre espiras em enrolamentos de armadura, incluindo as condições de cargas variadas. Sob a condição de desequilíbrio nas tensões de alimentação, o índice γ e o módulo da impedância de sequência negativa comportam-se de forma distinta, visto que o curto entre espiras ocorre em uma fase distinta daquela em que o desequilíbrio de tensão é inserido. Desta forma, é sugerido a realização de outros estudos para identificação de padrões relacionados à identificação das fases desequilibradas e a localização do curto entre espiras em enrolamentos de armadura.

No domínio da frequência a FFT foi utilizada para analisar os espectros das correntes (MCSA) e do torque eletromecânico para fins de detecção de defeitos no MIT simulado. A MCSA das correntes trifásicas de linha mostrou-se um método inviável para a detecção das frequências associadas ao curto entre espiras em enrolamento de armadura nas condições de tensões de alimentação equilibradas e desequilibradas para o modelo do MIT, em específico. A análise espectral do torque eletromecânico confirma a localização das frequências previstas pela teoria. Porém, a metodologia apresenta sensibilidade, quando há presença de desequilíbrio nas tensões de alimentação.

Os resultados obtidos demonstram que a integração entre modelagem numérica baseada em MEF, análise espectral e banco de dados experimental constitui uma estratégia eficiente para diagnóstico não invasivo de defeitos em MITs, para o caso de barras quebradas de rotor. Para condições envolvendo curto entre espiras em enrolamentos de armadura as simulações do MIT apresentaram limitações quanto à detecção deste tipo de defeitos.

Embora os resultados demonstrem a validade do modelo eletromagnético do MIT proposto (sadio e com barras quebradas no rotor), alguns pontos devem ser investigados, motivando a continuidade da pesquisa. Assim, considerando as perspectivas de trabalhos futuros, sugere-se:

- comparação dos resultados obtidos do MIT simulado com dados experimentais (caso de curto entre espiras nos enrolamentos de armadura) para validar e aprimorar o modelo eletromagnético projetado;
- ampliação do modelo numérico 2D para 3D, visando representar um MIT real;
- incluir no modelo eletromagnético combinações de defeitos, como: barras quebradas do rotor, curto entre espiras em enrolamentos de armadura e excentricidade, para fins de investigação do comportamento do MIT sujeito a estas interações;
- aplicação de técnicas de IA utilizando algoritmos de ML e redes neurais objetivando a detecção e classificação do tipo de defeito e com o emprego de banco de dados de simulações e experimentais.

Dessa forma, conclui-se que o modelo numérico desenvolvido neste trabalho constitui uma ferramenta consistente para o estudo e o diagnóstico não invasivo de falhas em MITs. A correlação observada entre os resultados numéricos e experimentais comprova a confiabilidade do método proposto e demonstra seu potencial de aplicação em diferentes condições operacionais. Espera-se que as extensões futuras consolidem o uso combinado de técnicas numéricas e inteligência artificial na manutenção preditiva de máquinas elétricas, contribuindo para reduzir custos, aumentar a confiabilidade e melhorar a eficiência energética em diversos setores.

REFERÊNCIAS

- ADAMOUI, A. A.; ALAOUI, C. Energy efficiency model-based Digital shadow for Induction motors: Towards the implementation of a Digital Twin. **Engineering Science and Technology, an International Journal**, [s. l.], v. 44, p. 101469, 2023.
- AKIN, B. *et al.* Low Order PWM Inverter Harmonics Contributions to the Inverter-Fed Induction Machine Fault Diagnosis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 55, n. 2, p. 610–619, 2008.
- ALLOUI, A. *et al.* Online Interturn Short-Circuit Fault Diagnosis in Induction Motors Operating Under Unbalanced Supply Voltage and Load Variations, Using the STLSP Technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 70, n. 3, p. 3080–3089, 2023.
- ATTA, M. E. E.-D.; IBRAHIM, D. K.; GILANY, M. I. Broken Bar Fault Detection and Diagnosis Techniques for Induction Motors and Drives: State of the Art. **IEEE Access**, [s. l.], v. 10, n. 2, p. 88504–88526, 2022.
- BASTOS, J. P. A.; SADOWSKI, N. **Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods**. [S. l.]: (1st ed. CRC Press, 2003. v. 117
- BAZAN, G. H. *et al.* Information Theoretical Measurements From Induction Motors Under Several Load and Voltage Conditions for Bearing Faults Classification. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, [s. l.], v. 16, n. 6, p. 3640–3650, 2020.
- BELLINI, A. *et al.* Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 55, n. 12, p. 4109–4126, 2008.
- BONET-JARA, J.; PONS-LLINARES, J.; GYFTAKIS, K. N. Comprehensive Analysis of Principal Slot Harmonics as Reliable Indicators for Early Detection of Interturn Faults in Induction Motors of Deep-Well Submersible Pumps. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 70, n. 11, p. 11692–11702, 2023.
- BOUSHABA, A. *et al.* Comparative Study between Physics-Informed CNN and PCA in Induction Motor Broken Bars MCSA Detection. **Sensors**, [s. l.], v. 22, n. 23, 2022. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1424-8220/22/23/9494>.
- CHAPMAN, S. J.; LASCHUK, A. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. [S. l.]: AMGH, 2021.
- CHEN, P.; XIE, Y.; HU, S. Electromagnetic Performance and Diagnosis of Induction Motors With Stator Interturn Fault. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 57, n. 2, p. 1354–1364, 2021.
- CHENG, S.; ZHANG, P.; HABETLER, T. G. An Impedance Identification Approach to Sensitive Detection and Location of Stator Turn-to-Turn Faults in a Closed-Loop Multiple-Motor Drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 58, n. 5, p. 1545–1554, 2011.

CHICCO, G.; MAZZA, A. 100 Years of Symmetrical Components. **Energies**, [s. l.], v. 12, n. 3, p. 450, 2019.

CHICCO, G.; POSTOLACHE, P.; TOADER, C. Analysis of Three-Phase Systems With Neutral Under Distorted and Unbalanced Conditions in the Symmetrical Component-Based Framework. **IEEE Transactions on Power Delivery**, [s. l.], v. 22, n. 1, p. 674–683, 2007.

CHOW, T. W. S.; HAI, S. Induction machine fault diagnostic analysis with wavelet technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 51, n. 3, p. 558–565, 2004.

CRUZ, S. M. A.; CARDOSO, A. J. M. Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 37, n. 5, p. 1227–1233, 2001.

CULBERT, I. M.; RHODES, W. Notice of Violation of IEEE Publication Principles: Using Current Signature Analysis Technology to Reliably Detect Cage Winding Defects in Squirrel-Cage Induction Motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 43, n. 2, p. 422–428, 2007.

DA SILVA, A. M.; POVINELLI, R. J.; DEMERDASH, N. A. O. Induction Machine Broken Bar and Stator Short-Circuit Fault Diagnostics Based on Three-Phase Stator Current Envelopes. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 55, n. 3, p. 1310–1318, 2008.

DE OLIVEIRA, A. B. F. *et al.* A model based on the finite element method for estimating the impacts of saline pollution on high voltage insulators. 2024. **2024 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)**. [S. l.]: [s. d.], 2024. p. 55–58.

DE OLIVEIRA, C. C. B. *et al.* **Introdução a sistemas elétricos de potência: componentes simétricas**. [S. l.]: E. Blucher, 2000. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=kWC2DwAAQBAJ>.

DEVI, N. R.; S. S. SIVA SARMA, D. V.; RAMANA RAO, P. V. Diagnosis and classification of stator winding insulation faults on a three-phase induction motor using wavelet and MNN. **IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation**, [s. l.], v. 23, n. 5, p. 2543–2555, 2016.

DORRELL, D. G.; MAKHOPA, K. Detection of Inter-Turn Stator Faults in Induction Motors Using Short-Term Averaging of Forward and Backward Rotating Stator Current Phasors for Fast Prognostics. **IEEE Transactions on Magnetics**, [s. l.], v. 53, n. 11, p. 1–7, 2017.

DORRELL, D. G.; THOMSON, W. T.; ROACH, S. Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 33, n. 1, p. 24–34, 1997.

DYMOV, I. S.; KOTIN, D. A.; SIDOROV, G. S. Motor Current Signature Analysis for Identification Induction Motor Defects. 2023. **2023 IEEE XVI International Scientific**

and Technical Conference Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). [S. l.]: [s. d.], 2023. p. 350–355.

EL HACHEMI BENBOUZID, M. A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 47, n. 5, p. 984–993, 2000.

ELLY TREML, A.; ANDRADE FLAUZINO, R.; RAVAZZOLI MACIEJEWSKI, N. A. Experimental database for detecting and diagnosing broken bar defects in a three-phase induction motor. **IEEE DataPort**, , 2020. Disponível em: <https://iee-dataport.org/open-access/experimental-database-detecting-and-diagnosing-broken-bar-defects-three-phase-induction>. Acesso em: 2 jun. 2025.

FAIZ, G., J. . GHORBANIAN, V. ., JOKSIMOVIĆ. **Fault Diagnosis of Induction Motors**. London: The Institution of Engineering and Technology, 2017.

FAIZ, J.; GHORBANIAN, V.; JOKSIMOVIĆ, G. **Fault Diagnosis of Induction Motors**. [S. l.]: Institution of Engineering and Technology, 2017. (Energy Engineering). Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=N6w2DwAAQBAJ>.

GYFTAKIS, K. N.; CARDOSO, A. J. M. Reliable Detection of Stator Interturn Faults of Very Low Severity Level in Induction Motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 68, n. 4, p. 3475–3484, 2021.

HALDER, S.; BHAT, S.; DORA, B. K. Inverse thresholding to spectrogram for the detection of broken rotor bar in induction motor. **Measurement**, [s. l.], v. 198, p. 111400, 2022.

HALDER, S.; DORA, B. K.; BHAT, S. An Enhanced Pathfinder Algorithm based MCSA for rotor breakage detection of induction motor. **Journal of Computational Science**, [s. l.], v. 64, p. 101870, 2022.

HSU, J. S. Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 31, n. 5, p. 1016–1021, 1995.

HU, W.; WANG, T.; CHU, F. Novel Ramanujan Digital Twin for Motor Periodic Fault Monitoring and Detection. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, [s. l.], v. 19, n. 12, p. 11564–11572, 2023.

HUSSAIN, R.; ALSHAIKH SALEH, M.; REFAAT, S. S. Various Faults Classification of Industrial Application of Induction Motors Using Supervised Machine Learning: A Comprehensive Review. **IEEE Access**, [s. l.], v. 13, p. 146649–146675, 2025.

JUNG, J.-H.; LEE, J.-J.; KWON, B.-H. Online Diagnosis of Induction Motors Using MCSA. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 53, n. 6, p. 1842–1852, 2006.

KOHLER, J. L.; SOTTILE, J.; TRUTT, F. C. Condition monitoring of stator windings in induction motors. I. Experimental investigation of the effective negative-sequence

impedance detector. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 38, n. 5, p. 1447–1453, 2002.

KRAUSE, T. C. *et al.* Nonintrusive Motor Current Signature Analysis. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [s. l.], v. 72, p. 1–13, 2023.

KUMAR, R. R. *et al.* Advanced Fault Detection and Severity Analysis of Broken Rotor Bars in Induction Motors: Comparative Classification and Feature Study Using Dimensionality Reduction Techniques. **Machines**, [s. l.], v. 12, n. 12, p. 890, 2024.

KUMAR, P. N.; ISHA, T. B. FEM based electromagnetic signature analysis of winding inter-turn short-circuit fault in inverter fed induction motor. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, [s. l.], v. 3, n. 3, p. 309–315, 2019.

LEE, S. B. *et al.* Condition Monitoring of Industrial Electric Machines: State of the Art and Future Challenges. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, [s. l.], v. 14, n. 4, p. 158–167, 2020.

LI, H. *et al.* Modulation Sideband Separation Using the Teager–Kaiser Energy Operator for Rotor Fault Diagnostics of Induction Motors. **Energies**, [s. l.], v. 12, n. 23, p. 4437, 2019.

LI, W.; MECHEFSKE, C. K. Detection of induction motor faults: a comparison of stator current, vibration and acoustic methods. **Journal of Vibration and Control**, [s. l.], v. 12, n. 2, p. 165+, 2006.

LIANG, X.; ALI, M. Z.; ZHANG, H. Induction Motors Fault Diagnosis Using Finite Element Method: A Review. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 56, n. 2, p. 1205–1217, 2020.

LIPO, T. A. **Introduction to AC Machine Design**. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2017.

LIU, F. *et al.* Winding fault detection based on current information of induction motors. **Scientific Reports**, [s. l.], v. 15, n. 1, p. 31521, 2025.

LOPES, T. D.; RAIZER, A.; VALENTE JÚNIOR, W. The Use of Digital Twins in Finite Element for the Study of Induction Motors Faults. **Sensors**, [s. l.], v. 21, n. 23, 2021. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1424-8220/21/23/7833>.

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**, [s. l.], v. 14, n. 3, p. 595–598, 1999.

M'HAMED, O.; TOUHAMI, O.; IBTIOUEN, R. Improvement of the detection of the defect squirrel cage rotor by the study of additional components of the space harmonics. **Electrical Engineering**, [s. l.], v. 100, p. 1–13, 2018.

MIRAFZAL, B.; POVINELLI, R. J.; DEMERDASH, N. A. O. Interturn Fault Diagnosis in Induction Motors Using the Pendulous Oscillation Phenomenon. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 21, n. 4, p. 871–882, 2006.

MORA, J. F. **Máquinas eléctricas. 8ª Edición.** S.l.: Ibergarceta Publicaciones S.L., 2016.

MUSTAFA, M. O. Broken rotor bars fault detection in induction motors based on current envelope and neural network. **Eastern-European Journal of Enterprise Technologies**, [s. l.], v. 3, n. 2 (111), p. 88–95, 2021.

MUTEBA, M. Analysis of a Three-Phase Induction Motor with a Double–Triple-Layer Stator Winding Configuration Operating with Broken Rotor Bar Faults. **Machines**, [s. l.], v. 11, n. 11, 2023. Disponible em: <https://www.mdpi.com/2075-1702/11/11/1023>.

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**, [s. l.], v. 38, n. 1, p. 101–109, 2002.

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**, [s. l.], v. 3, n. 3, p. 703–715, 2017.

NIU, G.; DONG, X.; CHEN, Y. Motor Fault Diagnostics Based on Current Signatures: A Review. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [s. l.], v. 72, p. 1–19, 2023a.

NIU, G.; DONG, X.; CHEN, Y. Motor Fault Diagnostics Based on Current Signatures: A Review. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [s. l.], v. 72, p. 1–19, 2023b.

PAL, R. S. C.; MOHANTY, A. R. A Simplified Dynamical Model of Mixed Eccentricity Fault in a Three-Phase Induction Motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 68, n. 5, p. 4341–4350, 2021.

PARK, Y. *et al.* Search Coil-Based Detection of Nonadjacent Rotor Bar Damage in Squirrel Cage Induction Motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 56, n. 5, p. 4748–4757, 2020.

PINEDA-SANCHEZ, M. *et al.* Diagnosis of Induction Motor Faults in the Fractional Fourier Domain. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [s. l.], v. 59, n. 8, p. 2065–2075, 2010.

POLICARPO AMERICO, J. *et al.* Analysis of the Electric Field in Porcelain Pin-Type Insulators via Finite Elements Software. **IEEE Latin America Transactions**, [s. l.], v. 16, n. 10, p. 2505–2512, 2018.

PREETHI, I.; SURYAPRAKASH, S.; MATHANKUMAR, M. A State-of-Art Approach on Fault Detection in Three Phase Induction Motor using AI Techniques. 2021. **2021 5th International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC)**. [S. l.]: [s. d.], 2021. p. 567–573.

PYRHÖNEN, J.; JOKINEN, T.; HRABOVCOVÁ, V. **Design of Rotating Electrical Machines**. 2nd ed.ed. United Kingdom: John Wiley & Sons, 2013.

RAMU, S. K. *et al.* Broken rotor bar fault detection using Hilbert transform and neural networks applied to direct torque control of induction motor drive. **IET Power Electronics**, [s. l.], v. 13, n. 15, p. 3328–3338, 2020.

RASSÖLKIN, A. *et al.* Interface Development for Digital Twin of an Electric Motor Based on Empirical Performance Model. **IEEE Access**, [s. l.], v. 10, p. 15635–15643, 2022.

SAAD, N.; IRFAN, M.; IBRAHIM, R. **Condition Monitoring and Faults Diagnosis of Induction Motors: Electrical Signature Analysis**. Boca Raton, FL: CRC Press, 2018.

SANTOS, J. F. D. *et al.* Digital Twin-Based Monitoring System of Induction Motors Using IoT Sensors and Thermo-Magnetic Finite Element Analysis. **IEEE Access**, [s. l.], v. 11, p. 1682–1693, 2023.

SAPENA-BANO, A. *et al.* Induction machine model with finite element accuracy for condition monitoring running in real time using hardware in the loop system. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, [s. l.], v. 111, p. 315–324, 2019.

SEN, P. C. **PRINCIPLES OF ELECTRIC MACHINES AND POWER ELECTRONICS**. [S. l.]: Wiley, 2013.

SHARIFI, R.; EBRAHIMI, M. Detection of stator winding faults in induction motors using three-phase current monitoring. **ISA Transactions**, [s. l.], v. 50, n. 1, p. 14–20, 2011.

SHASHIDHARA, S.; RAJU, Dr. P. S. Stator winding fault diagnosis of three-phase induction motor by Park's Vector Approach. **International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering**, [s. l.], v. 2, p. 2901–2906, 2013.

SINGH, R. R. *et al.* Building a Digital Twin Powered Intelligent Predictive Maintenance System for Industrial AC Machines. **Machines**, [s. l.], v. 11, n. 8, 2023. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2075-1702/11/8/796>.

SINGH, M.; SHAIK, A. G. Incipient Fault Detection in Stator Windings of an Induction Motor Using Stockwell Transform and SVM. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [s. l.], v. 69, n. 12, p. 9496–9504, 2020.

SOTTILE, J.; KOHLER, J. L. An on-line method to detect incipient failure of turn insulation in random-wound motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [s. l.], v. 8, n. 4, p. 762–768, 1993.

SRI RAM PRASAD, K. V.; SINGH, V. Finite Element Analysis for Fault Diagnosis in Broken Rotor Bar of a Polyphase Induction Motor. 2022. **2022 Second International Conference on Power, Control and Computing Technologies (ICPC2T)**. [S. l.]: [s. d.], 2022. p. 1–6.

TANG, J. *et al.* Modeling and Evaluation of Stator and Rotor Faults for Induction Motors. **Energies**, [s. l.], v. 13, n. 1, 2020. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/1/133>.

THOMSON, W. T. On-line diagnosis of stator shorted turns in mains and inverter fed low voltage induction motors. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS MACHINES AND DRIVES, 2002, Bath, UK. **International Conference on Power Electronics Machines and Drives**. Bath, UK: IEE, 2002. p. 122–127. Disponível em: https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/cp_20020100. Acesso em: 9 set. 2025.

THOMSON, W. T.; CULBERT, I. **Current Signature Analysis for Condition Monitoring of Cage Induction Motors: Industrial Application and Case Histories**. [S. l.]: IEEE Press - Wiley, 2017. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=7823160>.

THOMSON, W. T.; FENGER, M. Case histories of current signature analysis to detect faults in induction motor drives. *In*: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2003. IEMDC'03., 2003. **IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.** [S. l.]: [s. d.], 2003. p. 1459–1465 v.3. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1210644>. Acesso em: 29 ago. 2025.

THOMSON, W. T.; FENGER, M. Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults. **IEEE Industry Applications Magazine**, [s. l.], v. 7, n. 4, p. 26–34, 2001.

VILHEKAR, T. G.; BALLAL, M. S.; SURYAWANSHI, H. M. Application of double Park's vector approach for detection of inter-turn fault in induction motor. *In*: 2015 INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONDITION ASSESSMENT TECHNIQUES IN ELECTRICAL SYSTEMS (CATCON), 2015. **2015 International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON)**. [S. l.]: [s. d.], 2015. p. 173–178. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7449529/>. Acesso em: 28 ago. 2025.

WANG, J. *et al.* Vibration analysis and fault diagnosis of coupling misalignment. 2020. **2020 5th International Conference on Mechanical, Control and Computer Engineering (ICMCCE)**. [S. l.]: [s. d.], 2020. p. 452–455.

WU, Q.; NANDI, S. Fast Single-Turn Sensitive Stator Inter-Turn Fault Detection of Induction Machines Based on Positive and Negative Sequence Third Harmonic Components of Line Currents. *In*: 2008 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 2008. **2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S. l.]: [s. d.], 2008. p. 1–8. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4658813>. Acesso em: 28 ago. 2025.

XU, W. *et al.* Improved Slight Fault Diagnosis Strategy for Induction Motor Considering Even and Triple Harmonics. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 58, n. 4, p. 4436–4449, 2022.

YANG, J.; HUANG, J.; LIU, T. Diagnosis of stator faults in induction motor based on zero sequence voltage after switch-off. **Journal of Zhejiang University SCIENCE A**, [s. l.], v. 9, n. 2, p. 165–172, 2008.

YATSUGI, K. *et al.* Common Diagnosis Approach to Three-Class Induction Motor Faults Using Stator Current Feature and Support Vector Machine. **IEEE Access**, [s. l.], v. 11, p. 24945–24952, 2023.

YAZICI, B.; KLIMAN, G. B. An adaptive statistical time-frequency method for detection of broken bars and bearing faults in motors using stator current. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [s. l.], v. 35, n. 2, p. 442–452, 1999.

YELPALE, P. D.; JARIAL, R. K.; PATIL, A. J. Fuzzy-based Induction Motor Fault Diagnosis Decision-Making System for Motor Current Signature Analysis. 2024. **2024 3rd International Conference for Innovation in Technology (INOCON)**. [S. l.]: [s. d.], 2024. p. 1–6.

ZORIG, A. *et al.* A comparative study for stator winding inter-turn short-circuit fault detection based on harmonic analysis of induction machine signatures. **Mathematics and Computers in Simulation**, [s. l.], v. 196, p. 273–288, 2022.