

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**MATHEUS PERIN**

**ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE  
MÁQUINAS DE INDUÇÃO  
PENTAFÁSICAS**

Porto Alegre  
2021

**MATHEUS PERIN**

**ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE  
MÁQUINAS DE INDUÇÃO  
PENTAFÁSICAS**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Energia

ORIENTADOR: Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira

COORIENTADOR: Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira

Porto Alegre  
2021

**MATHEUS PERIN**

**ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE  
MÁQUINAS DE INDUÇÃO  
PENTAFÁSICAS**

Esta tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira, UFRGS  
Doutor pela Universität Kaiserslautern – Kaiserslautern, Alemanha

Coorientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Luís Fernando Alves Pereira, UFRGS  
Doutor pelo Instituto Tecnológico de Aeronáutica – São José dos Campos, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Edson da Costa Bortoni, UNIFEI  
Doutor pela Universidade de São Paulo – São Paulo, Brasil

Prof. Dr. César Cataldo Scharlau, UFSC  
Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert, UFRGS  
Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner.

Porto Alegre, julho de 2021.

## **AGRADECIMENTOS**

Meus mais sinceros agradecimentos ao meu orientador, professor Luís Alberto Pereira, pelos ensinamentos, paciência e amizade. Ao meu co-orientador, professor Luís Fernando Pereira, pelos ensinamentos e amizade ao longo dos anos. Ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, pela oportunidade de realizar o curso de Doutorado. À CAPES, pela provisão da bolsa de Doutorado. Ao colega e amigo Paulo Sogari, pela amizade e auxílio ao longo do curso. Ao colega e amigo Guilherme Nicol, pela a amizade e auxílio na realização dos ensaios experimentais.

Gostaria de agradecer aos meus pais, Sérgio e Claudina, por todas as oportunidades que me proporcionaram ao longo da vida. Por fim, gostaria de agradecer à Juliana, pela paciência e por todo companheirismo ao longo dos anos.

## RESUMO

Esta Tese aborda a estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas. Entre os principais objetivos e contribuições, destacam-se o estudo e desenvolvimento de novos métodos de estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas que utilizem ensaios simples e estimem tanto os parâmetros do circuito da onda fundamental da indução no entreferro quanto os parâmetros do circuito da componente de terceiro harmônico. O conhecimento acurado destes parâmetros é essencial para a implementação de diversas estratégias de controle com imposição de correntes com conteúdo harmônico para incremento da relação torque/corrente e para operação sob falta de fase.

Dentro deste contexto, são propostos três novos métodos para a estimação dos parâmetros de máquinas de indução pentafásicas. O primeiro método utiliza o conceito de impedância instantânea modificada e exige ensaios de partida em vazio com medições das tensões e correntes de fase do estator. Estes ensaios podem ser executados utilizando tensões senoidais, sendo neste caso necessários dois ensaios para estimar os parâmetros do circuito da onda fundamental da indução no entreferro e do circuito da componente de terceiro harmônico, ou então utilizando tensões trapezoidais geradas por inversor de frequência, possibilitando a estimação de todos os parâmetros com um único ensaio. O segundo método proposto envolve a identificação dos coeficientes de funções de transferência definidas para a máquina de indução pentafásica a partir da resposta a um degrau de tensão durante o qual o rotor permanece parado. A principal característica deste método é a consideração do impacto da saturação magnética nas estimativas dos parâmetros, para a qual é também apresentada uma análise com Elementos Finitos. Já o terceiro método é baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada usando ensaios com o rotor parado, possuindo como principal característica a consideração do impacto que a frequência das tensões e correntes induzidas no rotor tem nos parâmetros, o que até o momento ainda não foi considerado por outros pesquisadores.

A validação experimental dos três métodos propostos envolveu a estimação dos parâmetros de dois protótipos de 4,5 kW e 5,5 kW, os quais foram utilizados em simulações do modelo  $d - q$  para comparação das correntes simuladas com as correntes medidas em ensaio, de forma a verificar indiretamente a acurácia dos métodos. Neste caso, observou-se que os melhores resultados são obtidos com o método baseado na impedância instantânea modificada; não obstante, bons resultados também foram obtidos com os demais métodos. Por fim, como exemplo de aplicação dos parâmetros estimados, também foi implementado um controle vetorial para o protótipo de 4,5 kW e medidas do desempenho em regime permanente deste protótipo foram determinadas. Ambos resultados comprovaram novamente a validade e acurácia dos métodos propostos.

**Palavras-chave:** Máquina de indução pentafásica, estimação de parâmetros.

## ABSTRACT

This Thesis addresses the estimation of the parameters of five-phase induction machines. The main objectives and contributions of this work are the development of new methods to estimate the parameters of induction machines that require simple tests and provide estimates of the parameters of both the fundamental and the third-harmonic components of the airgap induction. An accurate knowledge of these parameters is essential for the implementation of several control strategies with imposition of third-harmonic currents to improve the torque/current ratio and to the operation under open-phase fault.

Therefore, three new methods are proposed to estimate of the parameters of five-phase induction machines. The first method uses the concept of modified instantaneous impedance and requires no-load startup tests with measurements of stator phase voltage and currents. These tests can be executed with sinusoidal voltages, with a separate test being required to estimate the parameters of each harmonic component of the airgap induction wave, or using trapezoidal voltages generated by a frequency inverter; in the latter case, all parameters are estimated from a single test. The second method is based on the identification of transfer functions derived for the five-phase induction machine that describe the machine behavior during a voltage step during which the rotor remains at standstill. The main characteristic of this method is that it includes the effects of the iron saturation in the estimated parameters. In addition, for this method, a Finite Element Analysis is presented to validate the proposed procedure. The third method consists of estimating the parameters using an algorithm based on the sinusoidal steady-state model for the unbalanced operation with the rotor at standstill. The most relevant characteristic of this method is the consideration of the frequency of the induced voltage and currents in the rotor cage on the estimated parameters, which has been up to now disregarded by other researchers.

The three methods proposed here were experimentally validated based on results obtained with two prototypes of 4.5 and 5.5 kW. Further, the accuracy of the methods was indirectly confirmed from the simulation of the  $d - q$  model implemented with the estimated parameters and the measured voltages as input, followed by a comparison between measured and simulated currents. This comparison led to the conclusion that the most adequate set of parameters were obtained with the method based on the modified instantaneous impedance; nevertheless, acceptable set of parameters can also be obtained by using the other two methods. Finally, as application examples of the use of the estimated parameters, the 4.5-kW prototype was tested while running under a vector control scheme and its steady state characteristics were also determined. Both results proved once again the validity and accuracy of the proposed methods.

**Keywords:** five-phase induction machine, parameter estimation.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Circuitos equivalentes nas coordenadas $d$ e $q$ do circuito fundamental.	34
Figura 2 –	Circuitos equivalentes nas coordenadas $d$ e $q$ do circuito de terceiro harmônico. . . . .	35
Figura 3 –	Circuito de regime permanente senoidal da componente fundamental da indução no entreferro. . . . .	36
Figura 4 –	Circuito de regime permanente senoidal da componente de terceiro harmônico da indução no entreferro. . . . .	37
Figura 5 –	Circuitos equivalentes da primeira componente simétrica. . . . .	39
Figura 6 –	Circuitos equivalentes da segunda componente simétrica. . . . .	39
Figura 7 –	Circuito equivalente de regime permanente senoidal em vazio. . . . .	43
Figura 8 –	Filtragem da corrente da fase A do estator (protótipo de 4,5 kW). . . . .	47
Figura 9 –	Velocidade do rotor (protótipo de 5,5 kW). . . . .	50
Figura 10 –	Fluxograma do método baseado na impedância instantânea modificada.	52
Figura 11 –	Grandezas do estator (simulação com tensões geradas através de PWM).	53
Figura 12 –	Tensões utilizadas nos ensaios de #m1. . . . .	57
Figura 13 –	Velocidades estimadas (protótipo #m1). . . . .	58
Figura 14 –	Impedâncias instantâneas modificadas dos ensaios com tensões senoidais . . . . .	59
Figura 15 –	Impedâncias instantâneas modificadas dos ensaios com tensões geradas por PWM . . . . .	60
Figura 16 –	Comparação entre $i_s^1$ medida e simulada com tensões senoidais em vazio. . . . .	63
Figura 17 –	Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio. . . . .	64
Figura 18 –	Degrau de carga aplicado em #m1 e #m2. . . . .	64
Figura 19 –	Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada sob carga. . . . .	65
Figura 20 –	Impedâncias instantâneas modificadas dos ensaios com tensões trapezoidais. . . . .	66
Figura 21 –	Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio. . . . .	68
Figura 22 –	Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada sob carga. . . . .	69
Figura 23 –	Ensaio adicional para a estimação de $L_1^{\delta s}$ . . . . .	77
Figura 24 –	Corrente da fase A do estator obtida no ensaio com degrau de tensão (protótipo de 4,5 kW). . . . .	80
Figura 25 –	Arranjo usado para a execução do ensaio com degrau de tensão. . . . .	81
Figura 26 –	Modelo do protótipo analisado no ANSYS Electronics® e seções utilizadas para cálculo do módulo da indução. . . . .	82

Figura 27 – Resultados obtidos com Elementos Finitos para o módulo da indução na coroa do estator para diferentes tensões. . . . .	82
Figura 28 – Resultados obtidos com Elementos Finitos para o módulo da indução nos dentes do estator (esquerda) e nos dentes do rotor (direita) em função do comprimento $\ell$ da seção mostrada na Figura 26 para diferentes tensões. . . . .	83
Figura 29 – Indução no entreferro sob um par de polos. . . . .	84
Figura 30 – Linhas de fluxo magnético obtidas com Elementos Finitos. . . . .	84
Figura 31 – Magnitudes da indução obtidas com Elementos Finitos. . . . .	85
Figura 32 – Fluxograma do método baseado na resposta ao degrau de tensão. . . . .	86
Figura 33 – Componente $d$ de $\tilde{i}_x^s$ (protótipo #m1). . . . .	88
Figura 34 – Tensões induzidas nos enrolamentos (protótipo #m1). . . . .	89
Figura 35 – Tensões e correntes experimentais de #m1. . . . .	90
Figura 36 – Estimativas das indutâncias do circuito fundamental de #m1. . . . .	92
Figura 37 – Estimativas das indutâncias do circuito de terceiro harmônico de #m1. . . . .	93
Figura 38 – Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio. . . . .	95
Figura 39 – Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada sob carga. . . . .	95
Figura 40 – Componente $d$ de $\tilde{i}_x^s$ de #m2. . . . .	98
Figura 41 – Tensões induzidas nos enrolamentos de #m2. . . . .	99
Figura 42 – Tensões e correntes experimentais de #m2. . . . .	100
Figura 43 – Estimativas das indutâncias do circuito fundamental de #m2. . . . .	101
Figura 44 – Estimativas das indutâncias do circuito de terceiro harmônico de #m2. . . . .	102
Figura 45 – Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio. . . . .	103
Figura 46 – Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada sob carga. . . . .	104
Figura 47 – Arranjo usado para a execução do ensaio do método baseado no modelo de regime permanente em desbalanço. . . . .	110
Figura 48 – Efeito da filtragem na corrente da fase A do estator utilizada na estimação dos parâmetros do protótipo #m2. . . . .	111
Figura 49 – Sensibilidade de $\bar{Z}_1$ . . . . .	115
Figura 50 – Sensibilidade de $\bar{Z}_2$ . . . . .	115
Figura 51 – Fluxograma do método baseado no modelo de regime permanente. . . . .	117
Figura 52 – Tensão e corrente experimentais da fase A do estator (protótipo #m1). . . . .	119
Figura 53 – Correntes experimentais da fase A do estator (protótipo #m1). . . . .	119
Figura 54 – Parâmetros estimados para o protótipo #m1. . . . .	120
Figura 55 – Modelos de variação dos parâmetros do rotor do protótipo #m1. . . . .	123
Figura 56 – Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio. . . . .	124
Figura 57 – Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada sob carga. . . . .	125
Figura 58 – Tensão e corrente experimentais da fase A do estator (protótipo #m2). . . . .	126
Figura 59 – Correntes experimentais da fase A do estator (protótipo #m2). . . . .	126
Figura 60 – Parâmetros estimados para o protótipo #m2. . . . .	127
Figura 61 – Modelos de variação dos parâmetros do rotor (protótipo #m2). . . . .	129
Figura 62 – Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio. . . . .	130
Figura 63 – Comparação entre $i_A^s$ medida e simulada sob carga. . . . .	130
Figura 64 – Controle Vetorial por Orientação de Campo Indireta. . . . .	134

Figura 65 – Comparação de resposta de velocidade e correntes de componente fundamental impostas (método baseado na impedância instantânea modificada). . . . .	135
Figura 66 – Comparação de resposta de velocidade e correntes de terceiro harmônico impostas (método baseado na impedância instantânea modificada).136	
Figura 67 – Comparação de resposta de velocidade e correntes impostas (método baseado resposta ao degrau de tensão). . . . .	137
Figura 68 – Comparação de resposta de velocidade e correntes impostas (método baseado no modelo de regime permanente em desbalanço). . . . .	138
Figura 69 – Curva estimada de torque mecânico (C - parâmetros de cálculo; IIM - parâmetros estimados com impedância instantânea modificada; DT - parâmetros estimados com degrau de tensão; RPD - parâmetros estimados do regime permanente senoidal em operação desbalanceada; EF- resultados de Elementos Finitos). . . . .	141
Figura 70 – Curva estimada de corrente do estator (C - parâmetros de cálculo; IIM - parâmetros estimados com impedância instantânea modificada; DT - parâmetros estimados com degrau de tensão; RPD - parâmetros estimados do regime permanente senoidal em operação desbalanceada; EF- resultados de Elementos Finitos). . . . .	142

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Média dos erros de estimação dos métodos baseados na impedância instantânea e na impedância instantânea modificada. . . . .	54
Tabela 2 –	Parâmetros estimados de #m1. . . . .	61
Tabela 3 –	EMP de $\tilde{i}_1^s$ e $\tilde{i}_3^s$ (protótipo #m1). . . . .	62
Tabela 4 –	Parâmetros estimados de #m2. . . . .	67
Tabela 5 –	EMP de $\tilde{i}_1^s$ and $\tilde{i}_3^s$ (protótipo #m2). . . . .	68
Tabela 6 –	Componente fundamental do fluxo do entreferro obtido com Elementos Finitos. . . . .	83
Tabela 7 –	Parâmetros estimados para #m1 com $V_{op}$ . . . . .	94
Tabela 8 –	EMP de $\tilde{i}_1^s$ and $\tilde{i}_3^s$ (protótipo #m1). . . . .	96
Tabela 9 –	Parâmetros estimados para #m2 com $V_{op}$ . . . . .	103
Tabela 10 –	EMP de $\tilde{i}_1^s$ and $\tilde{i}_3^s$ (protótipo #m2). . . . .	105
Tabela 11 –	Erros percentuais nas impedâncias de sequência do protótipo #m1. . . . .	121
Tabela 12 –	Parâmetros estimados do protótipo #m1. . . . .	122
Tabela 13 –	EMP de $\tilde{i}_1^s$ and $\tilde{i}_3^s$ (protótipo #m1). . . . .	125
Tabela 14 –	Erros percentuais nas impedâncias de sequência do protótipo #m2. . . . .	128
Tabela 15 –	Parâmetros estimados do protótipo #m2. . . . .	128
Tabela 16 –	EMP de $\tilde{i}_1^s$ and $\tilde{i}_3^s$ (protótipo #m2). . . . .	131

## LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CSVI	Componente Simétrica de Valor Instantâneo
CSR	Componente Simétrica de Regime Permanente
EMP	Erro Médio Percentual
GCAR	Grupo de Controle, Automação e Robótica
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
LASCAR	Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
snr	razão sinal ruído
UFRGS	Universidade Federal do Rio Grande do Sul

## LISTA DE SÍMBOLOS

$B$	Constante de atrito do rotor (N.m.s)
$B_c$	Valor máximo da indução na coroa do estator (tesla)
$B_{eq}$	Constante de atrito do rotor equivalente (N.m.s)
$d$	Eixo direto
$e$	Número de Euler
$\epsilon_x^A$	Erro médio percentual na amplitude da componente simétrica de valor instantâneo da corrente do estator do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (%)
$\epsilon_x^\varphi$	Erro médio percentual na fase da componente simétrica de valor instantâneo da corrente do estator do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (%)
$f$	Frequência da tensão do estator (hertz)
$f_n$	Frequência nominal (hertz)
$f_{S_n}$	Frequência associada ao escorregamento nominal (hertz)
$\bar{F}_1$	Função custo de primeira sequência
$\bar{F}_2$	Função custo de segunda sequência
$G_x$	Função de transferência com rotor parado do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1, 3\}$
$\text{Im}\{z\}$	Parte imaginária do número complexo $z$
$I_0$	Valor eficaz da corrente em vazio
$I_s$	Valor eficaz da corrente do estator
$\bar{I}_x^{r'}$	Fasor da corrente do rotor do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ampères)
$\bar{I}_1^+$	Fasor da corrente do estator de sequência positiva da primeira componente simétrica (ampères)
$\bar{I}_1^-$	Fasor da corrente do estator de sequência negativa da primeira componente simétrica (ampères)
$\bar{I}_2^+$	Fasor da corrente do estator de sequência positiva da segunda componente simétrica (ampères)
$\bar{I}_2^-$	Fasor da corrente do estator de sequência negativa da segunda componente simétrica (ampères)

$\bar{I}_1^{r+}$	Fasor da corrente do rotor de sequência positiva da primeira componente simétrica (ampères)
$\bar{I}_1^{r-}$	Fasor da corrente do rotor de sequência negativa da primeira componente simétrica (ampères)
$\bar{I}_2^{r+}$	Fasor da corrente do rotor de sequência positiva da segunda componente simétrica (ampères)
$\bar{I}_2^{r-}$	Fasor da corrente do rotor de sequência negativa da segunda componente simétrica (ampères)
$\tilde{i}_x^{r'}$	Componente simétrica de valor instantâneo da corrente do rotor da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ampères)
$i_x^{rd'}$	Componente simétrica de valor instantâneo da corrente do rotor de eixo $d$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ampères)
$i_x^{rq'}$	Componente simétrica de valor instantâneo da corrente do rotor de eixo $q$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ampères)
$\bar{I}_x^s$	Fasor da corrente do estator do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1, 3\}$ (ampères)
$i_x^s$	Corrente instantânea da fase $x$ do estator, com $x \in \{A, \dots, E\}$ (ampères)
$\tilde{i}_x^s$	Componente simétrica de valor instantâneo da corrente do estator da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ampères)
$i_x^{sd}$	Componente simétrica de valor instantâneo da corrente do estator de eixo $d$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ampères)
$i_x^{sq}$	Componente simétrica de valor instantâneo da corrente do estator de eixo $q$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ampères)
$J$	Momento de inércia do rotor (kg.m <sup>2</sup> )
$J_{eq}$	Momento de inércia do rotor equivalente (kg.m <sup>2</sup> )
$j$	$\sqrt{-1}$
$K_d$	Constante de relação entre perdas por atrito e ventilação
$K_v$	Constante de ventilação do rotor (N.m.s <sup>2</sup> )
$K_{veq}$	Constante de ventilação do rotor equivalente (N.m.s <sup>2</sup> )
$K_\delta$	Fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersões do estator e do rotor
$L_{jk}^{hs}$	Indutância mútua entre as fases $k$ e $j$ (henry)
$\hat{L}_n^{ss}$	Valor máximo da indutância própria do estator para o harmônico de ordem $n$ (henry)
$L_x^{\delta r'}$	Indutância de dispersão do rotor do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (henry)
$L_s^\delta$	Indutância de dispersão de uma fase do estator (henrys)
$L_x^{\delta s}$	Indutância de dispersão do estator do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (henry)

$\tilde{L}_x^{r'}$	Indutância equivalente do rotor do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (henry)
$\tilde{L}_x^s$	Indutância equivalente do estator do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (henry)
$L_x^m$	Indutância de magnetização do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (henry)
$m$	Número de fases do estator
$N$	Número de fases do rotor
$P$	Número de pares de polos
$P_0$	Perdas em vazio descontadas as perdas joule do estator (watt)
$P_{fe}$	Potência correspondente às perdas no ferro (watt)
$P_{mec}$	Potência correspondente às perdas mecânicas (watt)
$p$	Operador de derivada temporal $d/dt$
$q$	Eixo transversal
$R^s$	Resistência de uma fase do estator (ohm)
$\tilde{R}^s$	Resistência do estator (ohm)
$\tilde{R}_x^{r'}$	Resistência do rotor do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$\tilde{R}_{x,a}^{r'}$	Estimativa inicial da resistência do rotor do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$S$	Escorregamento relativo
$S_n$	Escorregamento relativo nominal
$S_W^\beta$	Coefficiente de sensibilidade da função $W$ em relação ao parâmetro $\beta$
$S_{\text{Im}\{\bar{Z}_x\}}^{p_{xi}}$	Coefficiente de sensibilidade da parte imaginária da impedância de sequência $x$ em relação ao parâmetro $p_{xi}$ , com $x \in \{1,2\}$
$S_{\text{Re}\{\bar{Z}_x\}}^{p_{xi}}$	Coefficiente de sensibilidade da parte real da impedância de sequência $x$ em relação ao parâmetro $p_{xi}$ , com $x \in \{1,2\}$
$T^e$	Torque eletromagnético total (N.m)
$T_x^e$	Torque eletromagnético produzido pelo circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (N.m)
$T_x^{fe}$	Torque das perdas no ferro produzido pelo circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (N.m)
$T_x^m$	Torque mecânico produzido pelo circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (N.m)
$T_{rp}^e$	Torque eletromagnético total de regime permanente (N.m)
$T_x^o$	Torque relativo às perdas em vazio, descontadas as perdas joule do estator, produzido pelo circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (N.m)
$T_{mec}$	Torque relativo às perdas mecânicas (N.m)
$t$	Tempo (segundo)
$t_r$	Tempo para atingir o regime permanente (segundo)

$V_s$	Valor eficaz da tensão do estator (volt)
$\bar{V}_x^s$	Fasor da tensão do estator do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (volt)
$\bar{V}_0$	Fasor da tensão de sequência zero (volt)
$\bar{V}_x$	Fasor da tensão da fase $x$ do estator, $x \in \{A, \dots, E\}$ (volt)
$\bar{V}_1^+$	Fasor da tensão do estator de sequência positiva da primeira componente simétrica (volt)
$\bar{V}_1^-$	Fasor da tensão do estator de sequência negativa da primeira componente simétrica (volt)
$\bar{V}_2^+$	Fasor da tensão do estator de sequência positiva da segunda componente simétrica (volt)
$\bar{V}_2^-$	Fasor da tensão do estator de sequência negativa da segunda componente simétrica (volt)
$v$	Amplitude do degrau de tensão (volt)
$v_x^s$	Tensão instantânea da fase $x$ do estator, com $x \in \{A, \dots, E\}$ (volt)
$V_{op}$	Tensão em CC que produz o nível de saturação nominal (volt)
$\tilde{v}_x^s$	Componente simétrica de valor instantâneo da tensão do estator da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (volt)
$v_x^{sd}$	Componente simétrica de valor instantâneo da tensão do estator de eixo $d$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (volt)
$v_x^{sq}$	Componente simétrica de valor instantâneo da tensão do estator de eixo $q$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (volt)
$X_{x,a}^m$	Estimativa inicial da reatância de magnetização do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$X_x^m$	Reatância de magnetização do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$X_x^{\delta r'}$	Reatância de dispersão do rotor do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$X_x^{\delta s}$	Reatância de dispersão do estator do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$\tilde{z}_x^s$	Impedância instantânea do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$\tilde{z}_{xm}^s$	Impedância instantânea medida do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$\bar{Z}_1^+$	Impedância de sequência positiva da primeira componente simétrica de regime permanente (ohm)
$\bar{Z}_1^-$	Impedância de sequência negativa da primeira componente simétrica de regime permanente (ohm)
$\bar{Z}_1^e$	Impedância de sequência experimental da primeira componente simétrica de regime permanente (ohm)
$\bar{Z}_2^+$	Impedância de sequência positiva da segunda componente simétrica de regime permanente (ohm)

$\overline{Z}_2^-$	Impedância de sequência negativa da segunda componente simétrica de regime permanente (ohm)
$\overline{Z}_2^e$	Impedância de sequência experimental da segunda componente simétrica de regime permanente (ohm)
$\omega_s$	Velocidade angular síncrona (radianos elétricos por segundo)
$\omega_m$	Velocidade angular do rotor (radianos por segundo)
$\omega$	Velocidade angular do rotor (radianos elétricos por segundo)
$\omega_x$	Velocidade angular do rotor da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (radianos elétricos por segundo)
$\omega_{rp}$	Velocidade angular do rotor de regime permanente (radianos por segundo)
$\tilde{\psi}_x^{r'}$	Componente simétrica de valor instantâneo do fluxo do rotor da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (weber)
$\psi_x^{rd'}$	Componente simétrica de valor instantâneo do fluxo do rotor de eixo $d$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (weber)
$\psi_x^{rq'}$	Componente simétrica de valor instantâneo do fluxo do rotor de eixo $q$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (weber)
$\psi_x^s$	Fluxo instantâneo da fase $x$ do estator, com $x \in \{A, \dots, E\}$ (weber)
$\tilde{\psi}_x^s$	Componente simétrica de valor instantâneo do fluxo do estator da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (weber)
$\psi_x^{sd}$	Componente simétrica de valor instantâneo do fluxo do estator de eixo $d$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (weber)
$\psi_x^{sq}$	Componente simétrica de valor instantâneo do fluxo do estator de eixo $q$ da sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (weber)
$\sigma_x$	Coefficiente de dispersão do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$
$\tilde{\mathfrak{z}}_x^s$	Impedância instantânea modificada do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$\tilde{\mathfrak{z}}_{xm}^s$	Impedância instantânea modificada medida do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$ (ohm)
$\Upsilon_x$	Função custo relacionando a impedância instantânea medida com a calculada do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$
$\mathfrak{J}_x$	Função custo relacionando a impedância instantânea modificada medida com a calculada do circuito de sequência $x$ , com $x \in \{1,3\}$

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	19
1.1	Objetivos	19
1.2	Motivação e Justificativa	20
1.3	Contribuições	21
1.4	Artigos Publicados	21
1.5	Organização do Trabalho	23
1.6	Estado da Arte	23
1.7	Importância e Desafios da Estimção de Parâmetros de Máquinas de Indução Pentafásicas	29
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	31
2.1	Modelo Dinâmico da Máquina de Indução Pentafásica em CSVI	31
2.2	Modelo da Máquina de Indução Pentafásica em Regime Permanente Senoidal	36
2.2.1	Operação Equilibrada	36
2.2.2	Operação Desbalanceada	37
<b>3</b>	<b>ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NA IMPEDÂNCIA INSTANTÂNEA MODIFICADA</b>	41
3.1	Impedância Instantânea	41
3.2	Estimção dos Parâmetros Elétricos	43
3.3	Impedância Instantânea Modificada	44
3.3.1	Estimção dos Parâmetros Elétricos	45
3.4	Aspectos Práticos da Implementação do Método	46
3.4.1	Filtragem e Tratamento dos Dados Experimentais	46
3.4.2	Estimção dos Parâmetros Mecânicos	47
3.4.3	Estimção das Grandezas Intermediárias	48
3.4.4	Minimização da Função Custo	50
3.4.5	Resumo e Fluxograma do Método	51
3.5	Comparação entre a Impedância Instantânea e a Impedância Instantânea Modificada	51
3.6	Resultados e Validação Experimental	54
3.6.1	Resultados para o Protótipo #m1	56
3.6.2	Resultados para o Protótipo #m2	65
3.7	Considerações Finais sobre o Método	69

<b>4</b>	<b>ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NA RESPOSTA AO DEGRAU DE TENSÃO</b>	71
4.1	Função de Transferência com o Rotor em Repouso	72
4.2	Estimação dos Parâmetros a Partir da Identificação da Função de Transferência	74
4.2.1	Uso de fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão	75
4.2.2	Ensaio adicional de fase aberta	77
4.3	Aspectos Práticos da Implementação do Método Proposto	79
4.3.1	Filtragem e tratamento dos dados experimentais	79
4.3.2	Identificação de $G_x(s)$	80
4.3.3	Realização dos ensaios	80
4.3.4	Impacto da Saturação sobre os Parâmetros	81
4.3.5	Resumo e Fluxograma do Método	85
4.4	Resultados e Validação Experimental	85
4.4.1	Resultados para o Protótipo #m1	87
4.4.2	Resultados para o Protótipo #m2	96
4.5	Considerações finais sobre o método	104
<b>5</b>	<b>ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NO MODELO DE REGIME PERMANENTE SENOIDAL E OPERAÇÃO DESBALANCEADA</b>	107
5.1	Impedâncias de Sequência	108
5.2	Estimação dos Parâmetros	109
5.3	Aspectos Práticos da Implementação do Método	110
5.3.1	Realização dos Ensaios	110
5.3.2	Filtragem e tratamento dos dados experimentais	110
5.3.3	Determinação numérica dos fasores	111
5.3.4	Minimização das Funções Custo	112
5.3.5	Análise de Sensibilidade em Função da Frequência	113
5.3.6	Impacto da Frequência nos Parâmetros do Rotor	116
5.3.7	Resumo e Fluxograma do Método	116
5.4	Resultados e Validação Experimental	118
5.4.1	Resultados Experimentais para o Protótipo #m1	118
5.4.2	Parâmetros Estimados	118
5.4.3	Validação Experimental	122
5.4.4	Resultados para o Protótipo #m2	124
5.4.5	Parâmetros Estimados	125
5.4.6	Validação Experimental	129
5.5	Considerações finais sobre o método proposto	131
<b>6</b>	<b>APLICAÇÕES DOS MÉTODOS DESENVOLVIDOS</b>	133
6.1	Controle Vetorial por Orientação de Campo	133
6.1.1	Método Baseado na Impedância Instantânea Modificada	134
6.1.2	Método Baseado na Resposta ao Degrau de Tensão	136
6.1.3	Método Baseado no Modelo de Regime Permanente Senoidal em Operação Desbalanceada	138
6.2	Estimação de Curvas de Performance em Regime Permanente	139
6.2.1	Expressões para o Torque e a Corrente do Estator em Regime Permanente	139
6.2.2	Curvas de Torque e Corrente em Regime Permanente	140

6.2.3	Considerações Finais . . . . .	143
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>145</b>
7.1	Considerações Finais . . . . .	145
7.2	Sugestões para Trabalhos Futuros . . . . .	147
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>149</b>
	<b>APÊNDICE A – PLATAFORMA EXPERIMENTAL . . . . .</b>	<b>156</b>
A.1	Protótipos de Máquinas de Indução . . . . .	157
A.2	Aquisição dos Dados Experimentais . . . . .	158
	<b>APÊNDICE B – DETERMINAÇÃO DE <math>V_{OP}</math> . . . . .</b>	<b>161</b>
	<b>APÊNDICE C – ANÁLISE DE ELEMENTOS FINITOS . . . . .</b>	<b>163</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, é apresentado inicialmente um panorama geral da Tese, a qual trata a estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas, sendo salientada a relevância e importância deste tema. Na sequência, são apresentados os objetivos, a motivação e as contribuições da Tese, os artigos publicados e submetidos ao longo do curso de Doutorado, a organização do trabalho e o estado da arte. Ao final do capítulo, é apresentada uma análise sobre a importância e as dificuldades encontradas na estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas.

## 1.1 Objetivos

O objetivo principal da Tese é o desenvolvimento de métodos de estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas através de ensaios simples e utilizando apenas medições de tensões e correntes de fase. Estes parâmetros incluem o momento de inércia do rotor, a constante de atrito do rotor e a constante de ventilação do rotor; a resistência do estator, a indutância de magnetização, a indutância de dispersão do estator, a indutância de dispersão do rotor e a resistência do rotor relativas à componente de sequência 1, as quais estão associadas à componente fundamental da onda de indução do entreferro; a resistência do estator, a indutância de magnetização, a indutância de dispersão do estator, a indutância de dispersão do rotor e a resistência do rotor relativas à componente de sequência 3, as quais estão relacionadas ao terceiro harmônico da onda de indução do entreferro.

Os objetivos específicos são:

- desenvolvimento de métodos de estimação que considerem o impacto de fenômenos como o efeito pelicular e a saturação;
- desenvolvimento de métodos de estimação com potencial de utilização em sistemas de autocomissionamento;
- validação dos métodos propostos através de simulações e ensaios envolvendo os protótipos disponíveis no LASCAR (Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica);
- comparação dos resultados obtidos através dos métodos desenvolvidos com parâmetros calculados a partir de dados de projeto de máquinas de indução.

## 1.2 Motivação e Justificativa

Embora muito já tenha sido desenvolvido a respeito da estimação de parâmetros de máquinas de indução trifásicas, quando o assunto é a estimação de parâmetros de máquinas de indução multifásicas, há ainda muito espaço para novas pesquisas e trabalhos, o que pode ser constatado pelas poucas publicações relevantes sobre este tópico. Assim, as principais motivações e justificativas para o trabalho proposto aqui são:

- a quase total ausência de métodos que forneçam estimativas dos parâmetros mecânicos da máquina;
- a ausência de métodos que estimem os parâmetros dos circuitos equivalentes dos componentes harmônicos de maior ordem de forma independente do circuito equivalente da onda fundamental. Enquanto parte considerável dos métodos disponíveis na literatura simplesmente ignora os efeitos destes componentes harmônicos no desempenho da máquina, outra parte utiliza fatores que estabelecem razões típicas entre os parâmetros dos circuitos equivalentes dos componentes harmônicos da indução no entreferro, cuja validade foi comprovada experimentalmente em um número reduzido de máquinas. Neste caso, muitas vezes ainda é necessário o conhecimento de características construtivas da máquina e dados de projeto, informações que nem sempre estão disponíveis;
- alguns métodos estendem às máquinas de indução multifásicas diversas simplificações adotadas na estimação de parâmetros de máquinas trifásicas, como a distribuição entre as indutâncias de dispersão do estator e do rotor utilizando fatores estatísticos dados por normas técnicas e baseados na categoria da máquina. Trabalhos recentes mostram que este tipo de abordagem apresenta inúmeras limitações quando aplicada aos componentes harmônicos de maior ordem de máquinas com mais de três fases (CHE et al., 2017);
- a maioria dos métodos de estimação de parâmetros de máquinas com mais de três fases (máquinas multifásicas) disponíveis na literatura envolvem testes pouco práticos de serem realizados, onde são necessárias mudanças nas conexões dos enrolamentos do estator, ensaios com rotor bloqueado e medição de velocidade. A aplicabilidade prática destes métodos fica comprometida devido ao fato de que é necessário um laboratório completo e os ensaios consomem muito tempo; em alguns casos, não é possível realizá-los se a máquina já estiver instalada;
- não existem até o momento métodos de estimação que considerem a variação dos parâmetros da máquina de indução multifásica em decorrência de fenômenos como o efeito pelicular e a saturação do material ferromagnético. Diversos trabalhos publicados ao longo dos últimos anos provaram que estes fenômenos tem um alto impacto nos parâmetros de máquinas de indução trifásicas, especialmente no caso de máquinas de média e alta potência. Por outro lado, o efeito destes fenômenos nos parâmetros de máquinas de indução multifásicas ainda não foi avaliado;
- existem poucos métodos de estimação de parâmetros de máquinas multifásicas com potencial de utilização em sistemas de autocomissionamento. Uma das principais aplicações onde é necessário o conhecimento acurado dos parâmetros de máquinas de indução é na operação como motor em sistemas de controle vetorial por campo orientado; portanto, um método de estimação dos parâmetros que funcione

em conjunto com um sistema de acionamento tem uma ampla gama de aplicações possíveis.

Desta forma, esta Tese visa desenvolver métodos de estimação de parâmetros de máquinas de indução multifásicas que explorem os aspectos anteriormente citados, de forma a contribuir substancialmente com o estado da arte atual, com foco em máquinas de indução pentafásicas operando como motor. Tantos os testes como a validação experimental do métodos propostos serão realizados no LASCAR utilizando os dois protótipos pentafásicos disponíveis, os quais possuem características diferentes nos enrolamentos assim como uma relação diferente entre os diversos parâmetros construtivos.

### 1.3 Contribuições

Entre as contribuições desta Tese, destacam-se:

- desenvolvimento de métodos que estimam de forma independente os parâmetros dos circuitos equivalentes da onda fundamental e da componente de terceiro harmônico de espaço da indução no entreferro, sem a necessidade de utilização de simplificações adotadas por métodos padronizados aplicados a máquinas trifásicas e também sem a necessidade da utilização de fatores que estabeleçam razões típicas entre os parâmetros dos diferentes componentes harmônicos;
- desenvolvimento de um novo conceito de impedância instantânea, nomeado *impedância instantânea modificada*, utilizado em um dos métodos de estimação desenvolvidos;
- estimação dos parâmetros associados ao terceiro harmônico da indução no entreferro utilizando ensaios específicos que produzem apenas este componente na indução;
- desenvolvimento de um método que considera o impacto da saturação magnética nas estimativas das indutâncias da máquina de indução pentafásica;
- desenvolvimento de um método que considera o impacto do efeito pelicular nas estimativas dos parâmetros do rotor da máquina de indução pentafásica;
- o desenvolvimento de métodos de estimação com potencial de utilização em sistemas de autocomissionamento, permitindo o ajuste automático dos parâmetros em estratégias de controle por orientação de campo e operação sob falha, ampliando a abrangência e a aplicabilidade prática do método.

### 1.4 Artigos Publicados

Nesta seção, são apresentados os artigos publicados com coautoria do autor desta Tese ao longo do curso de Doutorado (agosto de 2017 a julho de 2021) que possuem relação com o tema da Tese. Salienta-se também que ocorreram outras publicações e submissões de artigos não relacionados à Tese com coautoria do autor da Tese.

**Artigo 1:** publicado no periódico *Journal of Control, Automation and Electrical Systems (JCAES)*, apresentando um novo método de estimação de parâmetros de máquinas de indução trifásicas onde é levada em conta a variação dos parâmetros devido ao efeito pelicular.

- Título: *A New Method to Estimate Induction Machine Parameters from the No-Load Startup Transient*.
- Autores: Luís A. Pereira, Matheus Perin, Luís F. A. Pereira.
- Mês e ano: outubro de 2018.
- DOI: <https://doi.org/10.1007/s40313-018-00425-y>
- Classificação: Capes B1

**Artigo 2:** publicado no periódico *ISA Transactions*, tratando da estimação da performance de máquinas de indução trifásicas operando como motor.

- Título: *Performance Estimation of Three-Phase Induction Motors from No-load Startup Test without Speed Acquisition*
- Autores: Luís A. Pereira, M. Perin, L.F.A Pereira, J.R. Ruthes, F.L.M. Sousa, E.C.P. Oliveira.
- Mês e ano: junho de 2019.
- DOI: <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2019.05.028>
- Classificação: Capes A1, JCR 4,30

**Artigo 3:** publicado no periódico *Control Engineering Practice*, abordando a estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas através da impedância instantânea modificada.

- Título: *A Method to Estimate Parameters of Five-phase Induction Machines Including the Third-Harmonic Airgap Field*
- Autores: M. Perin, Luís A. Pereira, L.F.A Pereira, P. Sogari, G. Nicol.
- Mês e ano: junho de 2021.
- DOI: <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2021.104792>
- Classificação: Capes A1, JCR 3,19

**Artigo 4:** publicado no periódico *IEEE Transactions on Energy Conversion (early access)*, abordando a estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas através do método baseado na resposta ao degrau de tensão com o rotor em repouso.

- Título: *A Method to Estimate Parameters of Five-phase Induction Machines Including the Third-Harmonic Airgap Field*
- Autores: M. Perin, Luís A. Pereira, L.F.A Pereira, G. Nicol.
- Mês e ano: maio de 2021.
- DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2021.3085221>
- Classificação: Capes A1, JCR 4,50

## 1.5 Organização do Trabalho

A Tese está organizada da maneira que segue. O Capítulo 1 apresenta os objetivos do trabalho, o estado da arte e a motivação. No Capítulo 2, são apresentados e descritos o modelo dinâmico da máquina de indução pentafásica e seus modelos em regime permanente para operação balanceada e operação desbalanceada, os quais são essenciais no desenvolvimento dos métodos de estimação propostos. Já o Capítulo 3 apresenta um método de estimação de todos os parâmetros, elétricos e mecânicos, da máquina de indução pentafásica, o qual é baseado no conceito de *impedância instantânea modificada*, destacando-se como uma contribuição original da Tese. No Capítulo 4, é apresentado um método de estimação baseado na resposta ao degrau da máquina de indução pentafásica com o rotor em repouso. Este método é capaz de avaliar o efeito da saturação magnética nas estimativas dos parâmetros da máquina de indução pentafásica, destacando-se como outra contribuição original da Tese. O Capítulo 5 apresenta outro método de estimação baseado nos modelos de regime permanente em operação desbalanceada com o rotor em repouso, cuja principal característica é a possibilidade de estimar a variação dos parâmetros em função da frequência das tensões e correntes induzidas no rotor. Este método também se constitui em uma contribuição original da Tese. No Capítulo 6, são apresentados resultados de aplicações típicas do uso de parâmetros de máquinas de indução, tais como controle vetorial por campo orientado e estimação de performance. Por fim, o Capítulo 7 apresenta a conclusão da Tese e sugestões para trabalhos futuros.

## 1.6 Estado da Arte

Nos dias atuais, máquinas de indução trifásicas com rotor em gaiola de esquilo são largamente utilizadas como motor devido a inúmeros fatores. Destacam-se o melhor custo-benefício em comparação às alternativas disponíveis, tais como máquinas a ímãs permanentes, e a facilidade construtiva, a qual tem um grande impacto nos custos de fabricação. A ausência de contatos nos enrolamentos do rotor torna a máquina de indução bastante robusta, diminuindo o risco de danos por faiscamento e aumentando consideravelmente a sua vida útil. Todos estes fatores também impactam nos custos de manutenção, que juntamente à boa relação entre tamanho e potência, tornam o motor de indução com rotor em gaiola de esquilo a máquina elétrica mais utilizada em aplicações industriais. Nas últimas décadas, os avanços na tecnologia de semicondutores possibilitaram o desenvolvimento de chaves eletrônicas com grande capacidade de potência e elevadas frequências de chaveamento, assim como dispositivos digitais com alta velocidade de processamento. Estes avanços, por sua vez, possibilitaram o acionamento de motores de indução utilizando inversores de frequência, aumentando a quantidade de aplicações nas quais esta máquina pode ser utilizada e tornando possível o desenvolvimento de técnicas de controle de alto desempenho. Ao se retirar a limitação de acionamento direto através da rede elétrica trifásica, também se tornou possível utilizar conversores estáticos para o acionamento de máquinas de indução com mais de três fases, aumentando ainda mais a robustez, confiabilidade e a quantidade de aplicações onde se utilizam estas máquinas. No presente documento, máquinas com mais de três fases serão chamados de *máquinas multifásicas*.

Independente da quantidade de fases que compõem o enrolamento do estator, aplicações de alto desempenho e alta exigência necessitam da utilização de modelos matemáticos sofisticados que representem corretamente o comportamento dinâmico da máquina de indução. Dentre estas aplicações, destaca-se o controle vetorial para controle de veloci-

dade e torque. O desempenho satisfatório nesta aplicação está fortemente ligado ao grau de acurácia com que os modelos utilizados representam o comportamento da máquina, que por sua vez depende da acurácia dos parâmetros destes modelos. Quase sempre, a obtenção de valores exatos destes parâmetros não é uma tarefa simples, pois envolve ensaios e experimentos que necessitam de instrumentação e acionamento adequados.

Os métodos clássicos de estimação de parâmetros de máquinas de indução trifásicas, descritos por manuais e normas técnicas, como por exemplo o IEEE Std 112 (IEEE, 2018), não fornecem valores adequados dos parâmetros para todas as faixas de operação da máquina. Também nem sempre é possível ou prático aplicá-los, pois envolvem testes que não podem ser facilmente realizados se a máquina já estiver instalada. No caso de máquinas de maior potência, muitas vezes sequer é possível aplicar estes testes, pois envolvem bloqueio do rotor e correntes muito elevadas. Por outro lado, fenômenos que impactam nos valores reais dos parâmetros, como a saturação magnética e o efeito pelicular, são considerados de forma apenas aproximada por estes métodos clássicos, que são realizados para determinação dos parâmetros em apenas um ponto de operação, sendo sua validade questionável nos demais pontos.

Segundo Monjo, Corceles e Pedra (2013), o efeito da saturação na reatância de dispersão do estator altera consideravelmente as curvas de torque e corrente da máquina de indução. Já o efeito pelicular, consequência da variação da distribuição da densidade de corrente nas barras do rotor em função da frequência, é mais evidente logo após a partida da máquina de indução. Nesta situação, a corrente se concentra na superfície das barras do rotor, acarretando numa resistência efetiva maior. Conforme a frequência das correntes induzidas no rotor vai diminuindo, a corrente se distribui mais uniformemente por toda a barra, diminuindo assim a resistência. Do ponto de vista da estimação de parâmetros da máquina de indução, a principal consequência do efeito pelicular é a variação dos parâmetros do rotor com a frequência das tensões e correntes induzidas no rotor. Em máquinas de média e alta potência esta variação é normalmente maior do que em máquinas de baixa potência devido às dimensões do rotor: no caso das máquinas de média e alta potência, a altura das barras normalmente é maior. Entretanto, se a máquina possuir rotor de barras profundas, a influência do efeito pelicular pode ser significativa também em máquinas de baixa potência.

Diversos métodos de modelagem do efeito pelicular foram propostos, como por exemplo em (BELAHZEN; ARKKIO, 2008), onde é utilizado um coeficiente de correção da resistência do rotor, ou em (CIPIN; PATOCKA, 2013), onde a modelagem é realizada utilizando-se funções de transferência. Destes trabalhos, pode-se facilmente concluir que não é possível obter um modelo adequado para todas as faixas de operação da máquina de indução sem considerar, de alguma forma, a variação dos parâmetros decorrente destes fenômenos. Mesmo no caso de máquinas de baixa potência, onde o impacto do efeito pelicular é baixo e o modelo com parâmetros constantes consegue representar bem o comportamento dinâmico da máquina, trabalhos recentes mostram que resultados ainda melhores podem ser obtidos ao se considerar a variação dos parâmetros (PERIN, 2017; PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018; PEREIRA et al., 2019).

Uma forma de se considerar implicitamente o efeito pelicular no comportamento da máquina de indução é através do uso de modelos com gaiola dupla ou tripla ao invés do modelo com gaiola simples, mais comumente utilizado. Diferente do caso da máquina com rotor em gaiola simples, na máquina com rotor em gaiola dupla há dois enrolamentos no rotor, aumentando a complexidade e quantidade de parâmetros do modelo. Segundo (PEDRA; CANDELA; SAINZ, 2009), modelos de gaiola dupla da máquina de indução

representam melhor, especialmente na partida, o comportamento da máquina operando como motor em comparação com os modelos com rotor em gaiola simples. Os resultados obtidos pelos autores mostram que através dos parâmetros fornecidos pelo fabricante não é possível estimar o torque de partida correto utilizando o modelo da máquina com rotor em gaiola simples.

Devido à necessidade da determinação dos parâmetros de máquinas de indução e às limitações dos métodos de estimação padronizados, ao longo das últimas décadas foram propostos inúmeros métodos alternativos para estimação de parâmetros de máquinas de indução trifásicas, objetivando maior simplicidade nos ensaios envolvidos e maior acurácia nos valores dos parâmetros. Entre os métodos *offline* para estimação de parâmetros de máquinas trifásicas que não consideram variação dos parâmetros incluem-se os métodos propostos em (CIRRINCIONE et al., 2003; HUYNH; DUNNIGAN; FINNEY, 2010; STEPHAN; BODSON; CHIASSON, 1994; PEREIRA et al., 2017b), onde são apresentados algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados em conjunto com o modelo dinâmico da máquina de indução com gaiola simples. O principal inconveniente destes métodos é a necessidade de se obter as derivadas de segunda ordem das medições de corrente do estator. Devido ao processo de aquisição de dados (sinais), as correntes e tensões contêm um determinado nível de ruído, o qual é amplificado quando as derivadas de ordens superiores são determinadas numericamente, impactando de forma negativa no erro dos parâmetros estimados.

Os problemas associados ao ruído podem ser amenizados utilizando-se métodos baseados na impedância, onde normalmente não há necessidade de derivadas das medições de ordem maior que a primeira, minimizando o efeito da presença de ruído. Entre os autores que usam métodos *offline* de estimação de parâmetros de máquinas de indução utilizando a impedância do estator, destacam-se (LIN et al., 2010; KOJOOYAN-JAFARI et al., 2014), os quais estimam os parâmetros do modelo de regime permanente com rotor em gaiola simples. Em (MONJO et al., 2015; KOJOOYAN-JAFARI et al., 2015), a impedância do estator é utilizada para determinar os parâmetros do modelo com rotor em gaiola dupla, aumentando a complexidade dos métodos devido à maior quantidade de parâmetros a serem estimados. Outra abordagem utilizada para a estimação de parâmetros do modelo com rotor em gaiola dupla, baseada apenas em dados de catálogo de fabricantes, foi apresentada em (PEDRA; CORCOLES, 2004).

Recentemente, métodos *offline* baseados no conceito de impedância instantânea tem se destacado, principalmente devido à simplicidade dos ensaios envolvidos, considerando apenas a partida em vazio com medição das tensões e correntes do estator (RENGIFO et al., 2012, 2015; BENZAQUEN et al., 2017; PEREIRA et al., 2017a; PERIN, 2017; PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018). Neste caso, o modelo dinâmico da máquina em termos de fasores de espaço (*space vectors*) é utilizado para a obtenção da expressão da impedância entre os terminais do estator. São utilizadas apenas as tensões e correntes do estator medidas durante a partida em vazio com tensão nominal, tendo como grande vantagem não necessitar da medição da velocidade do eixo do rotor, a qual é estimada a partir das medições. Em (PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018) é apresentado um método onde é considerada a variação dos parâmetros com a velocidade do rotor, atribuída principalmente ao efeito pelicular. O método foi aplicado em 11 máquinas com potência variando de 5,5 kW a 75 kW, tendo sido demonstrado que mesmo no caso de máquinas de baixa potência, a consideração da variação dos parâmetros no modelo leva a resultados mais acurados. Em (PEREIRA et al., 2019), os resultados de estimação obtidos com o método proposto em (PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018) foram utilizados para estimar curvas

e características típicas de motores de indução trifásicos, tais como torque de partida, torque máximo, corrente de partida, rendimento e fator de potência. Resultados experimentais envolvendo 229 máquinas com potência entre 22 kW e 90 kW demonstraram que o método é capaz de determinar com boa acurácia as curvas de desempenho de regime permanente da máquina de indução trifásica operando como motor, apresentando-se como um potencial substituto de ensaios de laboratório utilizados na determinação destas curvas.

Em relação aos métodos *online* de estimação de parâmetros de máquinas de indução trifásicas, destaca-se (GRANTHAM; MCKINNON, 2003), onde um método de estimação dos parâmetros do modelo de gaiola simples é proposto, sendo assumido que os mesmos variam devido a fenômenos como a saturação e o efeito pelicular. Um inconveniente é a necessidade de ensaios adicionais prévios para levantamento da impedância da máquina operando como motor em diversos pontos de operação.

A respeito da estimação de parâmetros de máquinas de indução multifásicas, a quantidade limitada de trabalhos publicados revela que existem ainda diversos aspectos não explorados a serem estudados, havendo portanto grande potencial para novas pesquisas nesta área. Nos últimos anos, graças aos avanços em eletrônica de potência e nos dispositivos de acionamento, ocorreu um grande aumento no interesse por máquinas de indução com mais de três fases, conforme pode ser verificado pela quantidade de pesquisas e trabalhos publicados. O grande interesse neste tipo de máquina surgiu principalmente devido a possibilidade de se obter melhores características em comparação com máquinas trifásicas, tais como maior tolerância a falhas, menor pulsação de torque, maior rendimento e maior densidade de torque (LEVI, 2008; LEVI et al., 2007; BARRERO; DURAN, 2016; DURAN; BARRERO, 2016). Ao se aumentar o número de fases, a potência por fase da máquina diminui, uma vez que a potência da máquina é distribuída em mais fases. Desta forma, diminuem também as especificações de potência das chaves semicondutoras que compõem o dispositivo de acionamento, otimizando custos e espaço. Já a maior tolerância a falhas as torna mais adequadas em aplicações onde é exigido um alto grau de confiabilidade e performance, como em aplicações em sistemas de propulsão naval (LIU; WU; HAO, 2018), terrestre (IFFOUZAR et al., 2017) e aeroespacial (BOJOI et al., 2016).

Embora a minimização dos efeitos de falha de uma fase em máquinas trifásicas seja um tópico já abordado há bastante tempo (BROECK; WYK, 1984; LIU; FU; LIPO, 1991) e que continua motivando estudos e pesquisas (TOUSIZADEH et al., 2018), usualmente a operação sob falha exige modificações na topologia do acionamento e nas conexões dos enrolamentos, procedimentos que podem ser inviáveis em boa parte das aplicações. Mesmo nos casos onde estas técnicas possam ser utilizadas, observam-se importantes reduções na capacidade de potência e torque e também no rendimento das máquinas trifásicas. Nos demais casos onde não é possível realizar estas alterações na topologia do acionamento, a elevação nas correntes das demais fases e a pulsação excessiva de torque diminuem drasticamente o desempenho e a vida útil da máquina, recomendando-se o seu desligamento. Para máquinas multifásicas, a falta de uma ou mais fases pode ser contornada utilizando-se estratégias de controle adequadas (GUZMAN et al., 2014; TANI et al., 2012; HAFEZ et al., 2011; GONZÁLEZ-PRIETO et al., 2018), evitando a necessidade de desligamento e substituição imediata da máquina. Diferente de máquinas trifásicas, máquinas multifásicas com enrolamentos distribuídos conseguem inclusive partir com falta de mais de uma fase, desde que a quantidade de fases faltantes não seja maior que  $m - 3$ , sendo  $m$  o número total de fases da máquina (LEVI, 2008). Evidentemente, estas estratégias de controle exigem a utilização de modelos matemáticos de elevada comple-

xidade e um número relativamente maior de parâmetros a serem determinados, ficando o desempenho destas técnicas fortemente ligado à acurácia dos valores dos parâmetros.

A grande diferença das máquinas de indução multifásicas em relação às trifásicas, que em grande parte justifica e motiva a sua utilização, é a possibilidade de imposição de componentes harmônicos de ordem superior à fundamental na indução do entreferro. Além do aumento do número de graus de liberdade da máquina, o aumento do número de fases permite a produção de uma onda de indução aproximadamente retangular, aumentando o grau de utilização do material ferromagnético ao possibilitar o aumento da amplitude da componente fundamental da indução e, desta forma, produzindo mais torque (BARRERO; DURAN, 2016; ABDEL-KHALIK; MASOUD; WILLIAMS, 2012; ABDEL-KHALIK et al., 2012; SCHARLAU et al., 2008). Por outro lado, a imposição destes componentes harmônicos de ordem superior requer a determinação dos parâmetros e dos circuitos equivalentes relativos a cada uma destas componentes harmônicas (SINGH, 2002; LEVI et al., 2007; LEVI, 2008; BARRERO; DURAN, 2016). Quando os enrolamentos do estator são simetricamente distribuídos e ligados em estrela sem neutro, estes circuitos são desacoplados e produzem torque de forma independente (LEVI et al., 2007). A quantidade de componentes harmônicos que usualmente são impostos na indução do entreferro depende do número de fases da máquina. No caso de máquinas com número  $m$  ímpar de fases e enrolamentos simetricamente distribuídos, é possível impor  $(m - 1)/2$  componentes harmônicos ímpares, sendo a ordem do maior componente harmônico dado por  $m - 2$  (LEVI et al., 2007; LEVI, 2008). Assim, observa-se que em máquinas trifásicas, onde  $m = 3$ , é possível a imposição de apenas um componente harmônico na onda de indução do entreferro, correspondente ao componente fundamental. Já no caso de máquinas de indução pentafásicas ( $m = 5$ ), é possível impor também o componente de terceiro harmônico além da onda fundamental da indução no entreferro, existindo portanto dois circuitos equivalentes desacoplados que modelam a máquina (PEREIRA et al., 2004a,b, 2006). Desta forma, observa-se que em relação à máquina de indução trifásica, há um aumento significativo na quantidade de parâmetros a serem estimados, cuja determinação exata é crucial no desempenho de técnicas de controle vetorial por campo orientado e de controle na operação sob falha (MARTÍN et al., 2017).

Embora a determinação de parâmetros de máquinas pentafásicas possa ser realizada através de dados construtivos de projeto da máquina, tais como características físicas dos enrolamentos, dimensões e quantidade de barras do rotor (PEREIRA et al., 2004a,b, 2006), estas informações nem sempre estão disponíveis. Mesmo quando há acesso a estes dados, imprecisões na montagem e no processo de fabricação da máquina alteram algumas destas características de projeto, impactando nos valores reais dos parâmetros. Desta maneira, se faz necessário o desenvolvimento de novos métodos que envolvam medições diretas e indiretas para a obtenção de valores acurados dos parâmetros do modelo da máquina.

A estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas já foi objeto de algumas publicações, entre as quais destacam-se (RIVEROS et al., 2011a,b, 2015; YEPES et al., 2012; RIVEROS et al., 2012; CHE et al., 2013). O princípio dos métodos propostos nestes trabalhos consiste na utilização de conexões específicas dos enrolamentos do estator para que nenhum torque seja produzido, mesmo quando há tensões aplicadas aos terminais do máquina. Neste caso, a velocidade é nula e ocorre a simplificação do modelo do máquina, tornando a estimação dos parâmetros igualmente mais simples. Ressalta-se que este tipo de procedimento não é igual ao ensaio de rotor bloqueado convencional pois não há produção de torque, embora a velocidade do rotor seja zero em ambos os

casos. Uma limitação importante destes métodos é que apenas estimativas dos parâmetros relativos ao circuito da onda fundamental da indução no entreferro são obtidas. Os autores assumem que não há acoplamento entre o estator e o rotor do circuito relativo ao terceiro harmônico da indução no entreferro, não havendo portanto produção de torque por esta componente harmônica, sendo uma hipótese válida apenas quando a máquina é alimentada com tensões pentafásicas senoidais equilibradas. Esta simplificação restringe de forma substancial a utilização prática dos parâmetros estimados através destes métodos. Estratégias de controle com imposição de terceiro harmônico na indução do entreferro e operação sob falha necessitam de conhecimento dos parâmetros do circuito do terceiro harmônico, já que seu efeito no comportamento da máquina não pode ser negligenciado. Estes trabalhos também não abordam a estimação dos parâmetros mecânicos da máquina, cujo conhecimento é imprescindível na determinação do comportamento dinâmico da máquina operando como motor e da carga a ela conectada. Outro aspecto importante que deve ser ressaltado em todos estes métodos é a inconveniência de realizar as conexões específicas dos enrolamentos do estator para que não ocorra produção de torque. Este procedimento torna o processo de estimação trabalhoso e demorado, na prática inviabilizando a utilização em máquinas já instaladas, além de não haver possibilidade de utilização em sistemas de acionamento com autocomissionamento.

Mais recentemente, um método que trata da estimação de todos os parâmetros elétricos de máquinas de indução pentafásicas foi apresentado em (ABDEL-KHALIK et al., 2014). Baseado no procedimento descrito em (YEPES et al., 2012), alterações introduzidas pelos autores permitem a determinação dos parâmetros não apenas do circuito relativo à onda fundamental da indução no entreferro, mas também daqueles relativos ao circuito do terceiro harmônico. Neste caso, os parâmetros do circuito de terceiro harmônico são determinados através de razões típicas que os relacionam com os parâmetros do circuito da componente fundamental da indução, que por sua vez foram obtidas através de dados de projeto da máquina e de resultados de simulação utilizando o Método dos Elementos Finitos. Este aspecto constitui-se em uma limitação importante no método proposto, pois a validade destas razões típicas foi verificada experimentalmente apenas com uma máquina de 1,5 HP, tornando incerta a extensão das análises e resultados a outras máquinas.

Em (SAAD et al., 2019), é apresentado um algoritmo *online* para estimação dos parâmetros de máquinas de indução pentafásicas operando sob falta de uma fase. Embora o objetivo geral do trabalho seja a investigação de uma nova técnica de controle em operação sob falha, os autores propõem um procedimento para determinação dos parâmetros principais da máquina, uma vez que o desempenho da estratégia de controle é fortemente dependente da acurácia do modelo. Os resultados mostram o grande potencial da utilização do método proposto em aplicações industriais; entretanto, a falta de resultados experimentais coloca em dúvida a sua aplicabilidade. O fato de não serem fornecidas estimativas dos parâmetros do modelo do terceiro harmônico e dos parâmetros mecânicos também se apresentam como limitações importantes.

Considerando máquinas com mais de cinco fases, em (MENGONI et al., 2012) é apresentado um método para estimação da resistência do estator e da indutância mútua de máquinas de indução que atendam a dois requisitos: número ímpar de fases e estator com uma ranhura por polo e fase. Se estas condições são satisfeitas, segundo os autores, é possível provar que as indutâncias de dispersão do estator de todos os circuitos relativos aos componentes harmônicos ímpares são iguais. Entretanto, a necessidade de realizar ensaios com rotor bloqueado e utilização de fatores empíricos para separação das indutâncias de dispersão do rotor e do estator, usualmente utilizados na determinação de

parâmetros de máquinas trifásicas, se apresentam como limitações importantes.

Em (GAUTAM et al., 2012; LIU et al., 2014), são apresentados métodos para a estimação de parâmetros de máquinas de indução com nove fases baseados nos métodos padronizados para estimação de parâmetros de máquinas trifásicas. Os resultados experimentais mostram que este tipo de abordagem não é apropriada para a estimação de parâmetros de máquinas multifásicas, sendo necessário o desenvolvimento de novos métodos.

Já em (CHE et al., 2017), é realizado um estudo sobre a aplicabilidade dos métodos padronizados de estimação de parâmetros de máquinas trifásicas em máquinas multifásicas. Utilizando como estudo de caso uma máquina de indução de seis fases assimétrica, os autores concluem que ensaios padronizados não são suficientes para determinar todos os parâmetros, sendo necessários ensaios adicionais. Outro resultado importante é a comprovação de que a separação entre as indutâncias de dispersão do estator e do rotor utilizada pelos métodos padronizados não é válida para todos os componentes harmônicos da indução no entreferro.

Mais recentemente, um método de estimação de parâmetros de máquinas de indução multifásicas baseado em Análise de Elementos Finitos foi proposto em (WANG et al., 2020). Este método fornece estimativas de todos os parâmetros elétricos relativos a componentes harmônicos da indução que produzem torque útil, sendo validado experimentalmente em uma máquina de indução com sete fases e 3,6 kW. Embora bons resultados de controle vetorial tenham sido apresentados, a principal limitação de métodos baseados em Análise de Elementos Finitos é a necessidade de conhecimento detalhado do projeto da máquina, informação usualmente não disponível, tornando este método pouco útil à maioria dos usuários de máquinas de indução.

## **1.7 Importância e Desafios da Estimação de Parâmetros de Máquinas de Indução Pentafásicas**

Com base na seção anterior, nota-se que a estimação de parâmetros de máquinas de indução é um assunto há muito tempo estudado, havendo um número grande de métodos já desenvolvidos para este fim, especialmente no caso de máquinas trifásicas. Este tópico foi e continua sendo alvo de pesquisa por diversos motivos, destacando-se:

- aplicações de alto desempenho que utilizam controle vetorial por orientação de campo, onde é necessário o conhecimento dos parâmetros da máquina de indução para correto ajuste dos estimadores e controladores; quanto menor for a acurácia dos parâmetros, pior será o desempenho nestas aplicações;
- os modelos utilizados em diversas simulações de máquinas de indução são baseados nestes parâmetros, portanto a fidelidade da simulação ao comportamento real da máquina é diretamente ligado à acurácia dos parâmetros. Embora seja possível realizar simulações através do Método dos Elementos Finitos, esta abordagem é demorada e demanda conhecimento de todos os dados de projeto da máquina, desta forma restringindo a sua aplicação de forma mais abrangente;
- o desempenho da máquina pode ser estimado a partir de circuitos equivalentes, os quais dependem dos parâmetros; quanto maior for a acurácia dos mesmos, mais próxima da realidade estará a estimação do desempenho da máquina, economizando o tempo e recursos que seriam gastos com equipamentos de medição e ensaios;

- em máquinas multifásicas operando sob falha, surgem componentes harmônicos na indução do entreferro que devem ser considerados na análise do comportamento da máquina nesta condição. O efeito destes componentes harmônicos usualmente é modelado por circuitos equivalentes, aos quais também estão associados conjuntos de parâmetros que precisam ser estimados.

Entretanto, a estimação de parâmetros de máquinas de indução não é uma tarefa simples, apresentando diversos desafios e dificuldades que precisam ser superadas para que os parâmetros sejam corretamente determinados. Entre as principais dificuldades, merecem destaque:

- o único parâmetro que pode ser diretamente medido é a resistência do estator. Os demais parâmetros somente podem ser determinados de forma indireta, exigindo a realização de ensaios e determinação de diversas grandezas físicas;
- apenas medições de tensões e correntes do estator, além da velocidade do rotor, podem ser realizadas com facilidade. Grandezas como o fluxo magnético das partes ferromagnéticas só podem ser diretamente medidas se a máquina foi projetada e construída para esta finalidade contendo sensores no seu interior, o que não é a realidade da maioria das máquinas de indução. No caso mais geral, é extremamente difícil medir diretamente as demais grandezas que permitem estimar diretamente os parâmetros, tais como o fluxo de dispersão;
- máquinas de indução podem operar em diversos pontos distintos, os quais não necessariamente possuem a mesma frequência nem apresentam o mesmo nível de saturação das partes ferromagnéticas. Estes dois aspectos possuem uma grande influência no valor dos parâmetros da máquina, uma vez que a mesma é modelada através de indutâncias, as quais dependem do fluxo magnético e são, portanto, diretamente impactadas pelo nível de saturação, e por resistências, cujos valores são diretamente influenciados pelas densidades de corrente nos condutores, as quais podem não ser uniformes devido ao efeito pelicular;
- é difícil encontrar um único conjunto de parâmetros que seja adequado para todos os pontos de operação da máquina de indução. Os parâmetros que modelam bem o regime permanente podem não ser adequados para modelar a partida da máquina, a operação em baixas velocidades ou a operação sob falta de uma ou mais fases, entre outras condições de operação possíveis;
- no caso de máquinas de indução multifásicas, cada componente harmônico da indução no entreferro possui um modelo e um conjunto de parâmetros associado. Desta forma, quanto mais fases a máquina possuir, mais componentes harmônicos existirão, e mais parâmetros deverão ser determinados, consequentemente aumentando a complexidade da estimação e dos ensaios necessários.

Assim, verifica-se que há diversas lacunas e aspectos importantes ainda não aprofundados à respeito da estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas, parte dos quais pretende-se preencher e explorar nesta Tese.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo é apresentado o modelo dinâmico da máquina de indução pentafásica em termos de Componentes Simétricas de Valor Instantâneo (CSVI), assim como o modelo equivalente de regime permanente senoidal em operação balanceada e em operação desbalanceada. Estes modelos são a base dos métodos de estimação propostos nesta Tese. Conforme comprovado por diversos autores, o terceiro harmônico de espaço na indução do entreferro permite aumentar o torque produzido pela componente fundamental, devendo portanto ser levado em consideração no modelo da máquina (LEVI, 2008; BARRERO; DURAN, 2016; DURAN; BARRERO, 2016). Através do uso de CSVI, pode-se definir um circuito equivalente independente para cada um destes componentes harmônicos. De forma a simplificar o texto, a partir deste ponto, o circuito equivalente correspondente à onda fundamental da indução no entreferro será chamado de *circuito fundamental* e o circuito equivalente correspondente ao componente de terceiro harmônico da indução no entreferro será chamado de *circuito de terceiro harmônico*. Os modelos destes circuitos equivalentes são essenciais para a obtenção das expressões que serão utilizadas nos próximos capítulos para a estimação da velocidade e dos parâmetros da máquina de indução pentafásica.

### 2.1 Modelo Dinâmico da Máquina de Indução Pentafásica em CSVI

A obtenção detalhada do modelo dinâmico da máquina de indução pentafásica em termos de componentes simétricas de valor instantâneo (CSVI) pode ser encontrada em (PEREIRA et al., 2006), onde é assumido que os enrolamentos do estator são conectados em estrela sem neutro. A representação por CSVI corresponde à representação conhecida na literatura em inglês como *space vectors*, também podendo ser decomposta em termos de variáveis  $d - q$ . A representação das grandezas em CSVI é obtida das grandezas de fase através da transformação matricial complexa apresentada na sequência, válida para as grandezas do estator (WHITE; WOODSON, 1968; PEREIRA et al., 2006).

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_0 \\ \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \vdots \\ \tilde{y}_{m-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{m}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & a^{(m-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & \dots & a^{2 \cdot (m-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & a^{(m-1)} & a^{2 \cdot (m-1)} & \dots & a^{(m-1) \cdot (m-1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} y_A \\ y_B \\ y_C \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} \quad (1)$$

Na expressão anterior,  $m$  é o número de fases do estator;  $a = e^{j \frac{2\pi}{m}}$ ;  $y_A \dots y_m$  representam as grandezas de fase do estator;  $\tilde{y}_0 \dots \tilde{y}_{m-1}$  representam as Componentes Simétricas de Valor Instantâneo do estator, cuja decomposição em termos de variáveis  $d-q$  é realizada

da seguinte forma:

$$\tilde{y}_x = y_x^d + jy_x^q. \quad (2)$$

Para as grandezas do rotor, a transformação matricial complexa para a obtenção das Componentes Simétricas de Valor Instantâneo é dada no que segue.

$$\begin{bmatrix} \tilde{w}_0 \\ \tilde{w}_1 \\ \tilde{w}_2 \\ \vdots \\ \tilde{w}_{N-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 1 & b & b^2 & \cdots & b^{(N-1)} \\ 1 & b^2 & b^4 & \cdots & b^{2 \cdot (N-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & b^{(N-1)} & b^{2 \cdot (N-1)} & \cdots & b^{(N-1) \cdot (N-1)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} w_A \\ w_B \\ w_C \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} \quad (3)$$

Em (3),  $N$  é o número de fases do rotor;  $b = e^{j\frac{2\pi}{N}}$ ;  $w_A \cdots w_N$  representam as grandezas de fase do rotor;  $\tilde{w}_0 \cdots \tilde{w}_{N-1}$  representam as componentes simétricas de valor instantâneo do rotor, cuja decomposição em termos de variáveis d-q é realizada de forma semelhante às CSVI do estator.

De acordo com a transformação dada por (1), as componentes de sequência  $\tilde{y}_1$  e  $\tilde{y}_4$  contêm as grandezas e parâmetros relacionados à componente fundamental da indução no entreferro, enquanto as componentes de sequência  $\tilde{y}_2$  e  $\tilde{y}_3$  contêm as grandezas e parâmetros relacionados à componente de terceiro harmônico da indução no entreferro. Adicionalmente, por questão de simetria, a componente de sequência 1 é igual à de sequência 4 conjugada; de forma semelhante, a componente de sequência 2 e 3 são complexas conjugadas. Além disto, considerando que a soma das correntes é nula devido à conexão dos enrolamentos do estator em estrela sem condutor de neutro, a componente de sequência zero também pode ser desprezada. Desta forma, apenas a primeira componente de sequência é necessária para a obtenção do modelo do circuito fundamental e apenas a terceira componente de sequência é necessária para a obtenção do circuito de terceiro harmônico (PEREIRA et al., 2006).

Portanto, o circuito fundamental, representado em um sistema de coordenadas fixo no estator com as grandezas e parâmetros do rotor refletidos ao estator, é descrito pelo conjunto de equações da componente de sequência 1 abaixo.

$$\tilde{v}_1^s = \tilde{R}_1^s \cdot \tilde{i}_1^s + p\tilde{\psi}_1^s \quad (4)$$

$$0 = \tilde{R}_1^{r'} \cdot \tilde{i}_1^{r'} + p\tilde{\psi}_1^{r'} - j\omega \cdot \tilde{\psi}_1^{r'} \quad (5)$$

$$\tilde{\psi}_1^s = \tilde{L}_1^s \cdot \tilde{i}_1^s + L_1^m \cdot \tilde{i}_1^{r'} \quad (6)$$

$$\tilde{\psi}_1^{r'} = \tilde{L}_1^{r'} \cdot \tilde{i}_1^{r'} + L_1^m \cdot \tilde{i}_1^s \quad (7)$$

$$T_1^e = 2 \cdot P \cdot \text{Im}(\tilde{i}_1^s \cdot \tilde{\psi}_1^{s*}) \quad (8)$$

O circuito de terceiro harmônico também é descrito em um sistema de coordenadas fixo no estator e com os parâmetros e grandezas do rotor refletidos ao estator. Assim, o seu modelo representado pelo conjunto de equações da componente de sequência 3 conforme

segue.

$$\tilde{v}_3^s = \tilde{R}^s \cdot \tilde{i}_3^s + p\tilde{\psi}_3^s \quad (9)$$

$$0 = \tilde{R}_3^{r'} \cdot \tilde{i}_3^{r'} + p\tilde{\psi}_3^{r'} - j3 \cdot \omega \cdot \tilde{\psi}_3^{r'} \quad (10)$$

$$\tilde{\psi}_3^s = \tilde{L}_3^s \cdot \tilde{i}_3^s + L_3^m \cdot \tilde{i}_3^{r'} \quad (11)$$

$$\tilde{\psi}_3^{r'} = \tilde{L}_3^{r'} \cdot \tilde{i}_3^{r'} + L_3^m \cdot \tilde{i}_3^s \quad (12)$$

$$T_3^e = 6 \cdot P \cdot \text{Im}(\tilde{i}_3^s \cdot \tilde{\psi}_3^{s*}) \quad (13)$$

Nas expressões anteriores, os subíndices "1" e "3" se referem aos componentes de sequência 1 e 3, respectivamente; os símbolos  $p$ ,  $(\cdot)^*$  e  $\text{Im}(\cdot)$  representam, respectivamente, a derivada no tempo, o complexo conjugado da variável e a parte imaginária da variável;  $\tilde{v}_x^s$  é a tensão do estator;  $\tilde{\psi}_x^s$  e  $\tilde{\psi}_x^{r'}$  representam o fluxo do estator e do rotor;  $\tilde{i}_x^s$  e  $\tilde{i}_x^{r'}$  são as correntes do estator e do rotor;  $\tilde{R}_x^s$  e  $\tilde{R}_x^{r'}$  são as resistências do estator e do rotor;  $\tilde{L}_x^s$  é a indutância do estator,  $\tilde{L}_x^{r'}$  é a indutância do rotor e  $L_x^m$  é a indutância de magnetização;  $P$  é o número de pares de polos;  $\omega$  é a velocidade angular elétrica, dada por  $\omega = P \cdot \omega_m$ , onde  $\omega_m$  é a velocidade mecânica. O torque eletromagnético é representado por  $T_e^1$  e  $T_e^3$ .

Como as grandezas e parâmetros do rotor foram refletidas ao estator, pode-se reescrever as indutâncias do estator e do rotor em termos da indutância de magnetização e das indutâncias de dispersão conforme segue.

$$\tilde{L}_1^s = L_1^m + L_1^{\delta s} \quad (14)$$

$$\tilde{L}_1^{r'} = L_1^m + L_1^{\delta r'} \quad (15)$$

$$\tilde{L}_3^s = L_3^m + L_3^{\delta s} \quad (16)$$

$$\tilde{L}_3^{r'} = L_3^m + L_3^{\delta r'} \quad (17)$$

Nas expressões anteriores,  $L_x^{\delta s}$  é a indutância de dispersão do estator e  $L_x^{\delta r'}$  é a indutância de dispersão do rotor refletida ao estator.

Conforme explicado anteriormente, as equações (4)-(13) podem ser decompostas em termos de variáveis  $d - q$  conforme descrito por (2). Assim, o modelo do circuito fundamental, apresentado nas Figuras 2a e 2b, pode ser reescrito conforme segue.

$$v_1^{sd} = \tilde{R}^s \cdot i_1^{sd} + p\psi_1^{sd} \quad (18)$$

$$v_1^{sq} = \tilde{R}^s \cdot i_1^{sq} + p\psi_1^{sq} \quad (19)$$

$$0 = \tilde{R}_1^{r'} \cdot i_1^{rd'} + p\psi_1^{rd'} + \omega \cdot \psi_1^{rq'} \quad (20)$$

$$0 = \tilde{R}_1^{r'} \cdot i_1^{rq'} + p\psi_1^{rq'} - \omega \cdot \psi_1^{rd'} \quad (21)$$

$$\psi_1^{sd} = \tilde{L}_1^s \cdot i_1^{sd} + L_1^m \cdot i_1^{rd'} \quad (22)$$

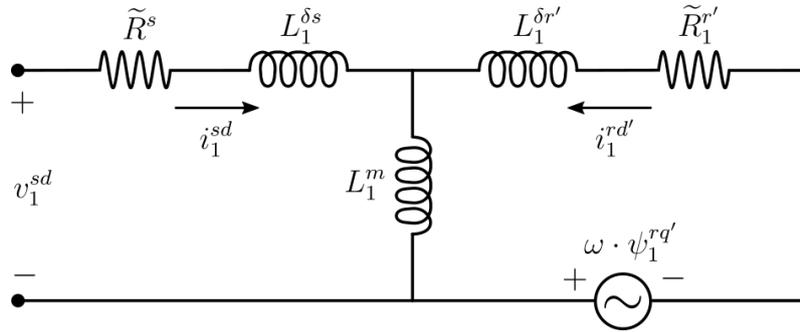
$$\psi_1^{sq} = \tilde{L}_1^s \cdot i_1^{sq} + L_1^m \cdot i_1^{rq'} \quad (23)$$

$$\psi_1^{rd'} = \tilde{L}_1^{r'} \cdot i_1^{rd'} + L_1^m \cdot i_1^{sd} \quad (24)$$

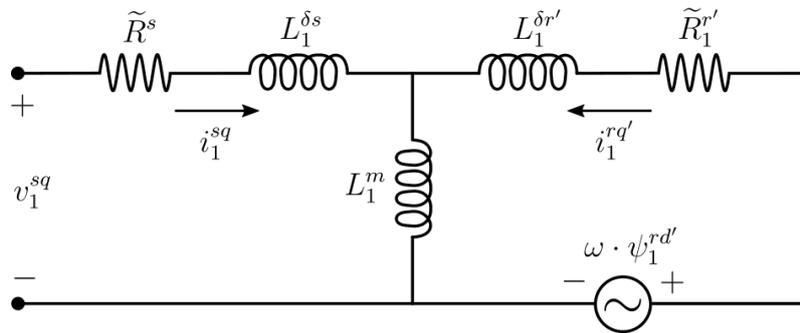
$$\psi_1^{rq'} = \tilde{L}_1^{r'} \cdot i_1^{rq'} + L_1^m \cdot i_1^{sq} \quad (25)$$

$$T_1^e = 2 \cdot P \cdot (\psi_1^{sd} \cdot i_1^{sq} - \psi_1^{sq} \cdot i_1^{sd}) \quad (26)$$

Figura 1 – Circuitos equivalentes nas coordenadas  $d$  e  $q$  do circuito fundamental.



(a) Eixo  $d$



(b) Eixo  $q$

Fonte: o autor (2021).

A decomposição em variáveis  $d - q$  do circuito de terceiro harmônico resulta nos circuitos mostrados nas Figuras 3a e 3b, descritos pelo seguinte conjunto de equações.

$$v_3^{sd} = \tilde{R}^s \cdot i_3^{sd} + p\psi_3^{sd} \quad (27)$$

$$v_3^{sq} = \tilde{R}^s \cdot i_3^{sq} + p\psi_3^{sq} \quad (28)$$

$$0 = \tilde{R}_3^{r'} \cdot i_3^{rd'} + p\psi_3^{rd'} + 3 \cdot \omega \cdot \psi_3^{rq'} \quad (29)$$

$$0 = \tilde{R}_3^{r'} \cdot i_3^{rq'} + p\psi_3^{rq'} - 3 \cdot \omega \cdot \psi_3^{rd'} \quad (30)$$

$$\psi_3^{sd} = \tilde{L}_3^s \cdot i_3^{sd} + L_3^m \cdot i_3^{rd'} \quad (31)$$

$$\psi_3^{sq} = \tilde{L}_3^s \cdot i_3^{sq} + L_3^m \cdot i_3^{rq'} \quad (32)$$

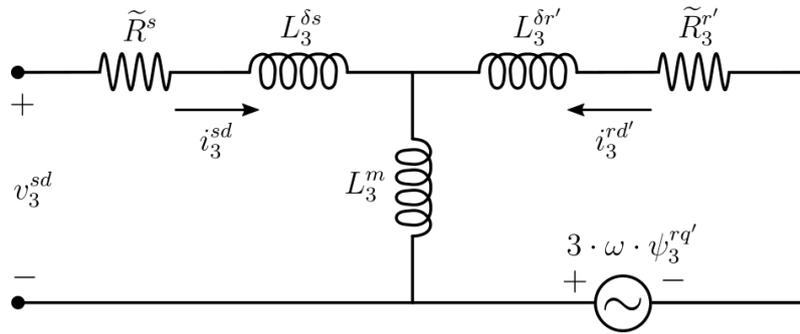
$$\psi_3^{rd'} = \tilde{L}_3^{r'} \cdot i_3^{rd'} + L_3^m \cdot i_3^{sd} \quad (33)$$

$$\psi_3^{rq'} = \tilde{L}_3^{r'} \cdot i_3^{rq'} + L_3^m \cdot i_3^{sq} \quad (34)$$

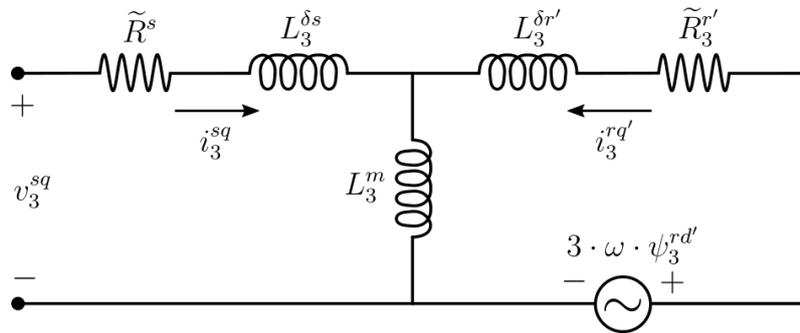
$$T_3^e = 6 \cdot P \cdot (\psi_3^{sd} \cdot i_3^{sq} - \psi_3^{sq} \cdot i_3^{sd}) \quad (35)$$

As obtenção das componentes d-q das grandezas presentes em (18)-(35) é realizada a

Figura 2 – Circuitos equivalentes nas coordenadas  $d$  e  $q$  do circuito de terceiro harmônico.



(a) Eixo  $d$



(b) Eixo  $q$

Fonte: o autor (2021).

partir de (1) e (2), conforme segue.

$$y_1^d = \frac{2}{\sqrt{5}} \cdot \left[ y_A + \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \cdot (y_B + y_E) + \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \cdot (y_C + y_D) \right] \quad (36)$$

$$y_1^q = \frac{2}{\sqrt{5}} \cdot \left[ \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) \cdot (y_B - y_E) + \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) \cdot (y_C - y_D) \right] \quad (37)$$

$$y_3^d = \frac{2}{\sqrt{5}} \cdot \left[ y_A + \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \cdot (y_B + y_E) + \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \cdot (y_C + y_D) \right] \quad (38)$$

$$y_3^q = \frac{2}{\sqrt{5}} \cdot \left[ \text{sen}\left(\frac{4\pi}{5}\right) \cdot (y_B - y_E) + \text{sen}\left(\frac{2\pi}{5}\right) \cdot (y_C - y_D) \right] \quad (39)$$

O modelo dinâmico descrito por CSVI é válido para qualquer regime de operação da máquina de indução pentafásica e para qualquer forma de onda de tensão aplicada aos terminais do estator. A única restrição é que os enrolamentos do estator devem estar conectados em estrela sem neutro, dado que a componente de sequência zero está sendo desprezada. Analisando as equações (4)-(13), nota-se que não há acoplamento magnético entre os circuitos fundamental e de terceiro harmônico; desta forma, ambos podem ser analisados independentemente. Assim, pode-se excitar os circuitos fundamental e de terceiro harmônico juntos ou separadamente, dependendo da forma de onda das tensões aplicadas. Nos Capítulos 3 e 4, são descritos dois métodos de estimação dos parâmetros da máquina de indução pentafásica baseados no modelo dinâmico apresentado nesta seção.

## 2.2 Modelo da Máquina de Indução Pentafásica em Regime Permanente Senoidal

Nesta seção, são apresentados os modelos da máquina de indução pentafásica em regime permanente senoidal para operação balanceada e desbalanceada. Uma vez que estes modelos são válidos apenas no regime permanente com a máquina sendo alimentada por tensões senoidais, os mesmos são expressos em termos de fasores e impedâncias de regime permanente, tornando sua complexidade menor em relação ao modelo dinâmico apresentado na seção anterior. Especialmente durante a operação desbalanceada, pode-se utilizar o modelo de regime permanente senoidal para estimar todos os parâmetros da máquina utilizando um único ensaio, conforme descrito com detalhes no Capítulo 5.

### 2.2.1 Operação Equilibrada

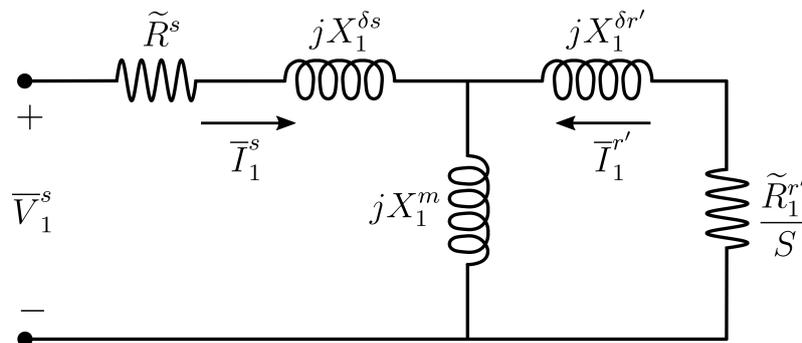
O modelo de regime permanente senoidal da máquina de indução pentafásica é obtido a partir do modelo dinâmico em termos de componentes d-q e apresentado na subseção anterior. Assim como no caso do modelo dinâmico, em regime permanente senoidal equilibrado haverá um modelo de regime permanente para cada componente harmônico de espaço da indução no entreferro, representado por impedâncias e fasores (SCHARLAU et al., 2008). O circuito equivalente da componente fundamental, com as grandezas e parâmetros do rotor refletidos ao estator, é apresentado na Figura 3 e descrito pelo conjunto de equações que segue.

$$\bar{V}_1^s = \tilde{R}^s \cdot \bar{I}_1^s + jX_1^{\delta s} \cdot \bar{I}_1^s + jX_1^m (\bar{I}_1^s + \bar{I}_1^{r'}) \quad (40)$$

$$0 = \frac{\tilde{R}^{r'}}{S} \cdot \bar{I}_1^{r'} + jX_1^{\delta r'} \cdot \bar{I}_1^{r'} + jX_1^m (\bar{I}_1^s + \bar{I}_1^{r'}) \quad (41)$$

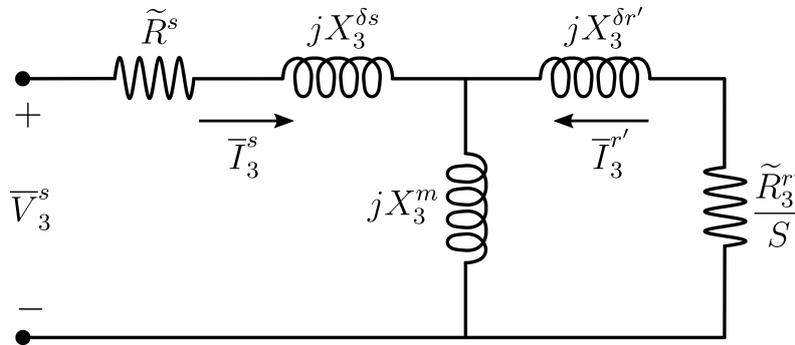
A Figura 4 apresenta o circuito equivalente da componente de terceiro harmônico com as grandezas e parâmetros do rotor refletidos ao estator, o qual é descrito pelas equações

Figura 3 – Circuito de regime permanente senoidal da componente fundamental da indução no entreferro.



Fonte: o autor (2021).

Figura 4 – Circuito de regime permanente senoidal da componente de terceiro harmônico da indução no entreferro.



Fonte: o autor (2019).

que seguem.

$$\bar{V}_3^s = \tilde{R}^s \cdot \bar{I}_3^s + jX_3^{\delta s} \cdot \bar{I}_3^s + jX_3^m \left( \bar{I}_3^s + \bar{I}_3^{r'} \right) \quad (42)$$

$$0 = \frac{\tilde{R}_3^{r'}}{S} \cdot \bar{I}_3^{r'} + jX_3^{\delta r'} \cdot \bar{I}_3^{r'} + jX_3^m \left( \bar{I}_3^s + \bar{I}_3^{r'} \right) \quad (43)$$

Nas expressões anteriores,  $\bar{V}_x^s$  é o fasor da tensão do estator da sequência  $x$ ;  $\bar{I}_x^s$  é o fasor da corrente do estator da sequência  $x$  e  $\bar{I}_x^{r'}$  é o fasor da corrente do rotor da sequência  $x$  refletido ao estator;  $X_x^{\delta s}$  é a reatância de dispersão do estator da sequência  $x$ , dada por  $X_x^{\delta s} = j\omega_x^s \cdot L_x^{\delta s}$ ;  $X_x^{\delta r'}$  é a reatância de dispersão do rotor da sequência  $x$ , dada por  $X_x^{\delta r'} = j\omega_x^s \cdot L_x^{\delta r'}$ ;  $X_x^m$  é a reatância de magnetização da sequência  $x$ , dada por  $X_x^m = j\omega_x^s \cdot L_x^m$ ;  $\omega_x^s$  é a velocidade angular síncrona da sequência  $x$ , dado por  $\omega_x^s = x \cdot \omega_s$ ;  $S$  é o escorregamento relativo, dado por  $S = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$ , onde  $\omega_s$  é a velocidade angular síncrona.

## 2.2.2 Operação Desbalanceada

O modelo de regime permanente senoidal descrito pelas equações (40)-(43) é válido apenas na operação equilibrada da máquina de indução pentafásica, não podendo ser utilizado em situações onde a máquina opera com tensões desequilibradas ou sob falta de uma ou mais fases, por exemplo. Quando ocorre este tipo de situação, utiliza-se o modelo de regime permanente senoidal para operação desbalanceada baseado na representação por Componentes Simétricas de Regime Permanente (CSRP), cuja obtenção é descrita em (PEREIRA et al., 2015a,b). Nos modelos apresentados nestes artigos, as tensões de fase do estator são senoides contendo apenas a onda fundamental, porém desbalanceadas. As CSRP das tensões são obtidas dos fasores das tensões de fase a partir da seguinte

transformação matricial:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_0 \\ \bar{V}_1^+ \\ \bar{V}_2^+ \\ \bar{V}_2^- \\ \bar{V}_1^- \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & a^4 \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & a^8 \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & a^{12} \\ 1 & a^4 & a^8 & a^{12} & a^{16} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_A \\ \bar{V}_B \\ \bar{V}_C \\ \bar{V}_D \\ \bar{V}_E \end{bmatrix} \quad (44)$$

Em (44),  $a = e^{j\frac{2\pi}{5}}$ ;  $\bar{V}_A \cdots \bar{V}_E$  representam as tensões de fase do estator;  $\bar{V}_0$  é o fasor da tensão de sequência zero do estator;  $\bar{V}_1^+$  é o fasor da tensão do estator de sequência positiva da primeira componente simétrica;  $\bar{V}_2^+$  é o fasor da tensão do estator de sequência positiva da segunda componente simétrica;  $\bar{V}_1^-$  é o fasor da tensão do estator de sequência negativa da primeira componente simétrica; e  $\bar{V}_2^-$  é o fasor da tensão do estator de sequência negativa da segunda componente simétrica.

Desta forma, desprezando a componente de sequência zero, a máquina de indução pentafásica em regime permanente senoidal com operação desbalanceada pode ser representado por quatro circuitos equivalentes, um para cada sequência (positiva ou negativa) de cada componente simétrica, conforme mostrado nas Figuras 6a, 6b, 7a e 7b. Cada um destes circuito é descrito por duas equações, resultando no conjunto mostrado abaixo.

$$\bar{V}_1^+ = \tilde{R}^s \cdot \bar{I}_1^+ + jX_1^{\delta s} \cdot \bar{I}_1^+ + jX_1^m \cdot (\bar{I}_1^+ + \bar{I}_1^{r+}) \quad (45)$$

$$0 = \frac{\tilde{R}_1^{r'}}{S} \cdot \bar{I}_1^{r+} + jX_1^{\delta r'} \cdot \bar{I}_1^{r+} + jX_1^m \cdot (\bar{I}_1^+ + \bar{I}_1^{r+}) \quad (46)$$

$$\bar{V}_1^- = \tilde{R}^s \cdot \bar{I}_1^- + jX_1^{\delta s} \cdot \bar{I}_1^- + jX_1^m \cdot (\bar{I}_1^- + \bar{I}_1^{r-}) \quad (47)$$

$$0 = \frac{\tilde{R}_1^{r'}}{2-S} \cdot \bar{I}_1^{r-} + jX_1^{\delta r'} \cdot \bar{I}_1^{r-} + jX_1^m \cdot (\bar{I}_1^- + \bar{I}_1^{r-}) \quad (48)$$

$$\bar{V}_2^+ = \tilde{R}^s \cdot \bar{I}_2^+ + jX_3^{\delta s} \cdot \bar{I}_2^+ + jX_3^m \cdot (\bar{I}_2^+ + \bar{I}_2^{r+}) \quad (49)$$

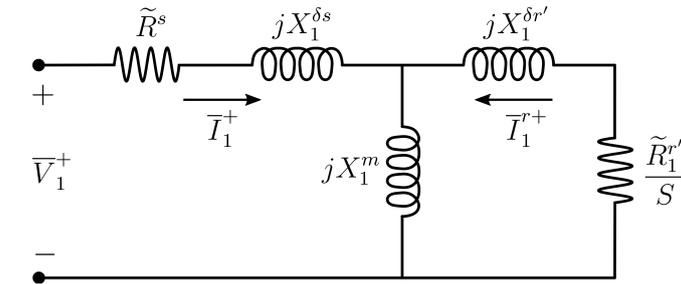
$$0 = \frac{\tilde{R}_3^{r'}}{4-3S} \cdot \bar{I}_2^{r+} + jX_3^{\delta r'} \cdot \bar{I}_2^{r+} + jX_3^m \cdot (\bar{I}_2^+ + \bar{I}_2^{r+}) \quad (50)$$

$$\bar{V}_2^- = \tilde{R}^s \cdot \bar{I}_2^- + jX_3^{\delta s} \cdot \bar{I}_2^- + jX_3^m \cdot (\bar{I}_2^- + \bar{I}_2^{r-}) \quad (51)$$

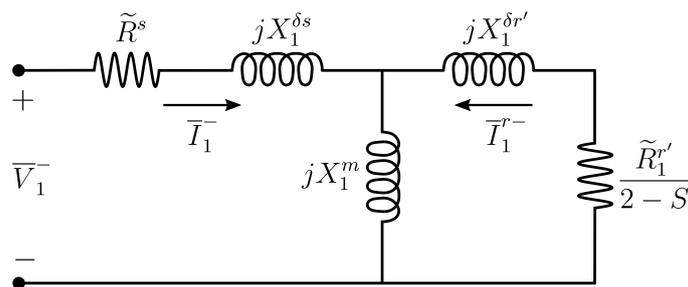
$$0 = \frac{\tilde{R}_3^{r'}}{3S-2} \cdot \bar{I}_2^{r-} + jX_3^{\delta r'} \cdot \bar{I}_2^{r-} + jX_3^m \cdot (\bar{I}_2^- + \bar{I}_2^{r-}) \quad (52)$$

Nas equações anteriores,  $\bar{I}_1^+$  é o fasor da corrente do estator de sequência positiva da primeira componente simétrica e  $\bar{I}_1^-$  é o fasor da corrente do estator de sequência negativa da primeira componente simétrica;  $\bar{I}_2^+$  representa o fasor da corrente do estator de sequência positiva da segunda componente simétrica, enquanto  $\bar{I}_2^-$  representa o fasor da corrente do estator de sequência negativa da segunda componente simétrica;  $\bar{I}_1^{r+}$  representa o fasor da corrente do rotor de sequência positiva da primeira componente simétrica e  $\bar{I}_1^{r-}$  representa o fasor da corrente do rotor de sequência negativa da primeira componente simétrica;  $\bar{I}_2^{r+}$  é o fasor da corrente do rotor de sequência positiva da segunda componente simétrica, enquanto  $\bar{I}_2^{r-}$  é o fasor da corrente do rotor de sequência negativa da segunda componente simétrica.

Figura 5 – Circuitos equivalentes da primeira componente simétrica.



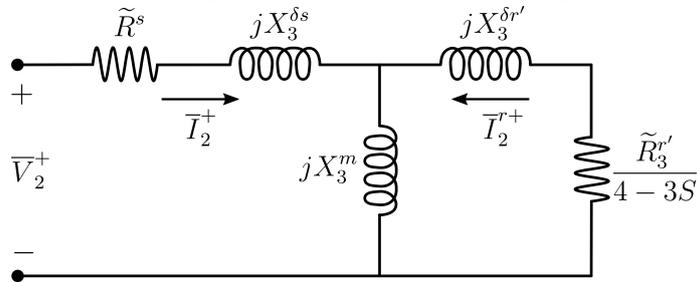
(a) Sequência positiva



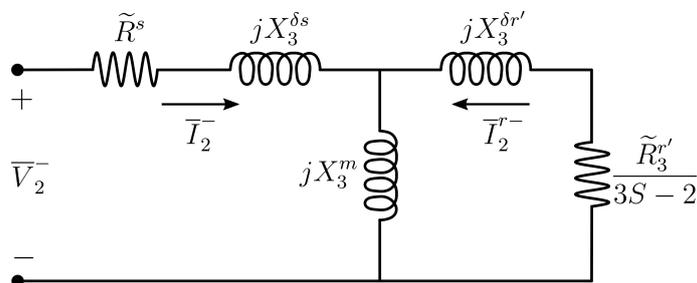
(b) Sequência negativa

Fonte: o autor (2021).

Figura 6 – Circuitos equivalentes da segunda componente simétrica.



(a) Sequência positiva



(b) Sequência negativa

Fonte: o autor (2021).

Pode-se notar que os circuitos da primeira componente simétrica de sequência positiva e negativa, mostrados nas Figuras 6a e 6b e representados por (45)-(48), possuem apenas parâmetros relativos ao circuito fundamental. Já os circuitos da segunda componente

simétrica de sequência positiva e negativa, apresentados nas Figuras 7a e 7b e descritos em (49)-(52) possuem apenas parâmetros relativos ao circuito de terceiro harmônico. Desta forma, nota-se que mesmo que não haja imposição de um componente de terceiro harmônico nas tensões aplicadas aos terminais do estator, o circuito de terceiro harmônico também é excitado durante a operação desbalanceada. Esta característica é explorada no método de estimação apresentado no Capítulo 5.

Na sequência, são apresentados os métodos de estimação propostos e desenvolvidos nesta Tese, os quais são baseados nos modelos da máquina de indução pentafásica apresentados neste capítulo, incluindo uma discussão sobre aspectos importantes de cada método e validação experimental dos mesmos.

### 3 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NA IMPE- DÂNCIA INSTANTÂNEA MODIFICADA

Neste capítulo, é apresentado novo um método de estimação dos parâmetros da máquina de indução pentafásica que consiste na adaptação e extensão do método previamente desenvolvido e testado para a estimação de parâmetros de máquinas trifásicas, baseado no conceito de impedância instantânea e descrito em (BENZAQUEN et al., 2017; PEREIRA et al., 2017a; PERIN, 2017; PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018; PEREIRA et al., 2019). Uma das principais vantagens do método proposto aqui é que ele requer apenas medições das tensões e correntes de fase durante a partida em vazio da máquina operando como motor, além do conhecimento prévio da resistência do estator. As principais alterações entre o método proposto para estimação de parâmetros de máquinas pentafásicas e o método desenvolvido para estimação de parâmetros de máquinas trifásicas são (i) a estimação de forma independente das indutâncias de dispersão do estator e do rotor, sem utilização do fator de distribuição das dispersões; e (ii) a utilização do conceito de impedância instantânea modificada proposto nesta Tese.

De forma a comprovar a acurácia do método proposto, assim como avaliar a utilização da impedância instantânea modificada, resultados de simulação e experimentais envolvendo dois protótipos de 4,5 kW e 5,5 kW são apresentados e comparados ao final do capítulo.

Deve-se destacar que o método descrito neste capítulo originou um artigo intitulado *A Method to Estimate Parameters of Five-phase Induction Machines Including the Third-Harmonic Airgap Field*, o qual foi publicado no periódico *Control Engineering Practice*.

#### 3.1 Impedância Instantânea

O conceito de impedância geralmente está relacionado a circuitos elétricos em regime permanente senoidal, onde as tensões e correntes são representadas por fasores, que por sua vez representam grandezas com variação senoidal no tempo. Neste contexto, a impedância representa a relação entre o fasor da tensão e o fasor da corrente associados a dois terminais do circuito. Uma vez que a tensão e a corrente são números complexos, a impedância também é representada por um número complexo, possuindo uma parte real  $R$  relativa à resistência, e uma parte imaginária  $X$  relativa à reatância. No contexto de máquinas elétricas, a impedância é utilizada em modelos de regime permanente, com as tensões e correntes senoidais envolvidas representadas na forma fasorial.

Entretanto, quando se utilizam modelos dinâmicos de máquinas, onde a presença de transitórios nas grandezas elétricas não permite suas representações na forma de fasores, pode-se definir a impedância instantânea de maneira análoga à impedância de regime per-

manente. No caso da máquina de indução pentafásica, cujo modelo dinâmico é descrito por equações que contém grandezas representadas por CSVI, a impedância instantânea da sequência  $x$  vista dos terminais do estator é definida como a razão entre a componente simétrica de valor instantâneo da tensão do estator e a componente simétrica de valor instantâneo da corrente do estator:

$$\tilde{z}_x^s = \frac{\tilde{v}_x^s}{\tilde{i}_x^s}.$$

Desta forma, a impedância instantânea é uma função complexa do tempo, possuindo uma função no tempo para a parte real e outra para a parte imaginária.

A impedância instantânea vista dos terminais do estator da máquina de indução pentafásica considerando cada circuito equivalente é obtida a partir do modelo dinâmico descrito em CSVI, representado por (4)-(8) no caso do circuito fundamental, e por (9)-(13) no caso do circuito de terceiro harmônico. De forma a tornar a representação mais compacta, o modelo da máquina de indução pentafásica será reescrito com o subíndice  $x$  para representar cada componente de sequência, bastando substituir  $x \in \{1, 3\}$  para obter as equações do circuito fundamental ( $x = 1$ ) e do circuito de terceiro harmônico ( $x = 3$ ). Para a velocidade do rotor, tem-se que  $\omega_x = x \cdot \omega$ .

$$\tilde{v}_x^s = \tilde{R}^s \cdot \tilde{i}_x^s + p\tilde{\psi}_x^s \quad (53)$$

$$0 = \tilde{R}_x^{r'} \cdot \tilde{i}_x^{r'} + p\tilde{\psi}_x^{r'} - j\omega_x \cdot \tilde{\psi}_x^{r'} \quad (54)$$

$$\tilde{\psi}_x^s = \tilde{L}_x^s \cdot \tilde{i}_x^s + L_x^m \cdot \tilde{i}_x^{r'} \quad (55)$$

$$\tilde{\psi}_x^{r'} = \tilde{L}_x^{r'} \cdot \tilde{i}_x^{r'} + L_x^m \cdot \tilde{i}_x^s \quad (56)$$

$$T_x^e = 2 \cdot x \cdot P \cdot \text{Im}(\tilde{i}_x^s \cdot \tilde{\psi}_x^{s*}). \quad (57)$$

Isolando a corrente do rotor em (55), obtém-se

$$\tilde{i}_x^{r'} = \frac{\tilde{\psi}_x^s}{L_x^m} - \frac{\tilde{L}_x^s}{L_x^m} \cdot \tilde{i}_x^s. \quad (58)$$

Substituindo (58) em (56), a seguinte expressão é obtida:

$$\tilde{\psi}_x^{r'} = \frac{\tilde{L}_x^{r'}}{L_x^m} \cdot \tilde{\psi}_x^s + \left( L_x^m - \frac{\tilde{L}_x^{r'} \cdot \tilde{L}_x^s}{L_x^m} \right) \cdot \tilde{i}_x^s \quad (59)$$

Definindo o coeficiente de dispersão  $\sigma_x = 1 - \frac{L_x^{m2}}{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'}}$  e inserindo (58) e (59) em (54), obtém-se a seguinte expressão:

$$0 = \left( \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^{r'}} - j\omega_x \right) \cdot \tilde{\psi}_x^s + \left( \frac{\tilde{L}_x^s}{\tilde{L}_x^{r'}} \cdot \tilde{R}_x^{r'} - j\omega_x \cdot \sigma_x \cdot \tilde{L}_x^s \right) \cdot \tilde{i}_x^s + p\tilde{\psi}_x^s - \sigma_x \cdot \tilde{L}_x^s \cdot p\tilde{i}_x^s. \quad (60)$$

Por fim, a expressão da impedância instantânea vista dos terminais do estator é obtida a partir da inserção de (53) em (60) e dividindo-se os dois lados do resultado por  $\tilde{i}_x^s$ .

$$\tilde{z}_x^s = \frac{\tilde{v}_x^s}{\tilde{i}_x^s} = \tilde{R}^s + \tilde{R}_x^{r'} \cdot \frac{\tilde{L}_x^s}{\tilde{L}_x^{r'}} + \sigma_x \cdot \tilde{L}_x^s \cdot \left( \frac{p\tilde{i}_x^s}{\tilde{i}_x^s} - j\omega_x \right) - \left( \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^{r'}} - j\omega_x \right) \cdot \frac{\tilde{\psi}_x^s}{\tilde{i}_x^s} \quad (61)$$

Observa-se em (61) que a expressão da impedância instantânea vista dos terminais do estator depende apenas de grandezas do estator, da velocidade e dos parâmetros do modelo da máquina. Uma vez que a resistência, tensões e correntes do estator são medidas, é necessário determinar  $\tilde{p}i_x^s$ ,  $\tilde{\psi}_x^s$  e  $\omega$  para que seja possível utilizar (61) para estimar os parâmetros da máquina de indução pentafásica. Na Subseção 3.4.3 é descrita a determinação destas grandezas a partir das medições, assim como são fornecidas informações sobre os filtros utilizados, sendo também detalhada a estimação dos parâmetros mecânicos da máquina.

### 3.2 Estimação dos Parâmetros Elétricos

Uma vez conhecidas todas as grandezas presentes em (61), pode-se proceder com a estimação dos parâmetros elétricos da máquina pentafásica. A indutância do estator  $\tilde{L}_x^s$  é obtida do circuito equivalente de regime permanente em vazio, mostrado na Figura 7, obtido assumindo que  $s \cong 0$ .

$$\tilde{L}_x^s = \frac{\sqrt{\left(\frac{V_x^s}{I_x^s}\right)^2 - \tilde{R}^s{}^2}}{\omega_x^s} \quad (62)$$

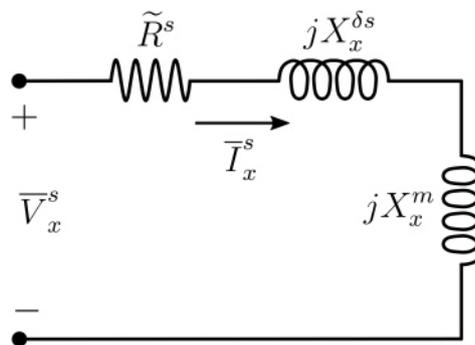
Na última expressão,  $V_x^s$  é o valor eficaz da tensão do estator da componente de sequência  $x$ , enquanto  $I_x^s$  corresponde ao valor eficaz da corrente do estator da componente de sequência  $x$ .

Utilizando (14)-(17), é possível expressar a indutância do rotor como

$$\tilde{L}_x^{r'} = \tilde{L}_x^s - L_x^{\delta s} + L_x^{\delta r'} \quad (63)$$

A partir desta última expressão, pode-se obter uma expressão para a impedância instantânea contendo apenas os parâmetros que serão efetivamente estimados. Assim, (61) é

Figura 7 – Circuito equivalente de regime permanente senoidal em vazio.



Fonte: o autor (2020).

reescrita em termos das variáveis d-q conforme segue.

$$\begin{aligned} \tilde{z}_x^s = & \tilde{R}^s + \tilde{R}_x^{r'} \cdot \frac{\tilde{L}_x^s}{\tilde{L}_x^s - L_x^{\delta s} + L_x^{\delta r'}} + \sigma_x \cdot \tilde{L}_x^s \cdot \left( \frac{di_x^{sd}}{dt} + j \frac{di_x^{sq}}{dt} - j\omega_x \right) \\ & - \left( \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^s - L_x^{\delta s} + L_x^{\delta r'}} - j\omega_x \right) \cdot \left( \frac{\psi_x^{sd} + j\psi_x^{sq}}{i_x^{sd} + ji_x^{sq}} \right) \end{aligned} \quad (64)$$

De forma semelhante, pode-se reescrever  $\sigma_x$  a partir de (14)-(17) da seguinte maneira:

$$\sigma_x = 1 - \frac{(\tilde{L}_x^s - L_x^{\delta s})^2}{\tilde{L}_x^s \cdot (\tilde{L}_x^s - L_x^{\delta s} + L_x^{\delta r'})}. \quad (65)$$

A estimação de  $L_x^{\delta s}$ ,  $L_x^{\delta r'}$  e  $\tilde{R}_x^{r'}$  é realizada através da minimização de uma função custo que relaciona a impedância instantânea medida  $\tilde{z}_{xm}^s$  com a impedância instantânea calculada a partir dos parâmetros e das grandezas, definida em (64). A função custo que relaciona  $\tilde{z}_{xm}^s$  e  $\tilde{z}_x^s$  foi adaptada de (RENGIFO et al., 2012), onde foi definida uma função custo relacionando as impedâncias instantâneas medida e calculada de máquinas de indução trifásicas. Esta função custo é denominada de  $\Upsilon_x$  e definida conforme segue.

$$\Upsilon_x = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^n \left[ \frac{\tilde{z}_{xm}^s(k) - \tilde{z}_x^s(k)}{\tilde{z}_{xm}^s(k)} \right] \cdot \left[ \frac{\tilde{z}_{xm}^s(k) - \tilde{z}_x^s(k)}{\tilde{z}_{xm}^s(k)} \right]^* \quad (66)$$

Após a estimação de  $\tilde{L}_x^s$  do circuito de regime permanente em vazio através de (62) e de  $L_x^{\delta s}$ ,  $L_x^{\delta r'}$  e  $\tilde{R}_x^{r'}$  através da minimização de (66),  $L_x^m$  é estimado de  $\tilde{L}_x^s = L_x^m + L_x^{\delta s}$ , e  $\tilde{L}_x^r$  é estimado de  $\tilde{L}_x^r = L_x^m + L_x^{\delta r}$ .

Pode-se realizar a minimização de (66) através de diversos métodos; em (PERIN, 2017; PEREIRA et al., 2017a; PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018; PEREIRA et al., 2019), a minimização da função custo definida para estimar os parâmetros de máquinas de indução trifásicas foi realizada utilizando um algoritmo de busca exaustiva.

### 3.3 Impedância Instantânea Modificada

Uma das limitações do método descrito na seção anterior é a necessidade de estimação da derivada temporal da corrente do estator, a qual deve ser realizada numericamente. Por se tratar de uma medição, a corrente do estator é contaminada por ruído, que acaba sendo amplificado quando se realiza a estimação da derivada da corrente. Embora este problema possa ser resolvido em parte através da filtragem das medições, este processo também acaba introduzindo efeitos indesejados, tais como distorções e atrasos de fase das grandezas medidas, que por sua vez também são amplificados e propagados quando é realizada a diferenciação numérica das mesmas.

Desta forma, propõe-se uma expressão alternativa para a impedância instantânea, a qual será denominada de *impedância instantânea modificada*. De acordo com a expressão proposta para esta impedância, não há necessidade de determinar derivadas das grandezas medidas, minimizando o impacto de ruído e efeitos indesejáveis introduzidos pela filtragem. A impedância instantânea modificada proposta nesta Tese é obtida de forma similar

àquela utilizada para a obtenção da impedância instantânea, descrita na Seção 3.1, sendo contudo utilizada a integral das grandezas medidas. Desta forma, efetuando a integração de (53) e (60), obtém-se:

$$\tilde{\psi}_x^s = \int_0^t \tilde{v}_x^s d\tau - \tilde{R}^s \cdot \int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau \quad (67)$$

$$0 = \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^{r'}} \cdot \int_0^t \tilde{\psi}_x^s d\tau - \int_0^t j\omega_x \cdot \tilde{\psi}_x^s d\tau + \tilde{\psi}_x^s + \frac{\tilde{L}_x^s}{\tilde{L}_x^{r'}} \cdot \tilde{R}_x^{r'} \cdot \int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau - \sigma_x \cdot \tilde{L}_x^s \cdot \left( \tilde{i}_x^s + \int_0^t j\omega_x \cdot \tilde{i}_x^s d\tau \right). \quad (68)$$

Substituindo (67) em (68) e dividindo o resultado por  $\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau$ , obtém-se a expressão da impedância instantânea modificada  $\tilde{\mathfrak{z}}^s$ , apresentada na sequência.

$$\tilde{\mathfrak{z}}_x^s = \frac{\int_0^t \tilde{v}_x^s d\tau}{\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau} = \tilde{R}^s + \tilde{R}_x^{r'} \cdot \frac{\tilde{L}_x^s}{\tilde{L}_x^{r'}} + \sigma_x \cdot \tilde{L}_x^s \cdot \left( \frac{\tilde{i}_x^s}{\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau} - \frac{\int_0^t j\omega_x \cdot \tilde{i}_x^s d\tau}{\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau} \right) - \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^{r'}} \cdot \frac{\int_0^t \tilde{\psi}_x^s d\tau}{\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau} + \frac{\int_0^t j\omega_x \cdot \tilde{\psi}_x^s d\tau}{\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau} \quad (69)$$

Analisando (69), observa-se que não há mais a derivada temporal de nenhuma grandeza, porém surgiram termos correspondentes a integral de algumas grandezas, tais como  $\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau$ ,  $\int_0^t j\omega \cdot \tilde{i}_x^s d\tau$ ,  $\int_0^t \tilde{\psi}_x^s d\tau$  e  $\int_0^t j\omega_x \cdot \tilde{\psi}_x^s d\tau$ . Embora haja a necessidade de integração numérica destas grandezas, esta operação não amplifica o ruído, ajudando inclusive a atenuá-lo, aumentando a confiabilidade e estabilidade do algoritmo de estimação. Nesta Tese, estas integrais foram obtidas utilizando o método dos trapézios dada a facilidade de implementação e baixo erro com o período de amostragem utilizado nos ensaios.

### 3.3.1 Estimação dos Parâmetros Elétricos

A estimação dos parâmetros é realizada de forma semelhante ao método baseado na impedância instantânea apresentado na seção anterior. A indutância do estator é estimada de (62), enquanto os demais parâmetros são estimados a partir da minimização de uma função custo que relaciona a impedância instantânea modificada medida e a impedância instantânea modificada calculada a partir dos parâmetros e das grandezas medidas e estimadas.

Para tanto, deve-se reescrever (69) em termos das variáveis  $d - q$  e levando em consideração (14)-(17), conforme apresentado na sequência.

$$\tilde{\mathfrak{z}}_x^s = \tilde{R}^s + \tilde{R}_x^{r'} \cdot \frac{\tilde{L}_x^s}{\tilde{L}_x^s - L_x^{\delta s} + L_x^{\delta r'}} - \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^s - L_x^{\delta s} + L_x^{\delta r'}} \cdot \frac{\int_0^t \tilde{\psi}_x^s d\tau}{\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau} + \sigma_x \cdot \tilde{L}_x^s \cdot \left[ \frac{i_x^{sd} + j i_x^{sq}}{\int_0^t (i_x^{sd} + j i_x^{sq}) d\tau} - \frac{\int_0^t j\omega \cdot (i_x^{sd} + j i_x^{sq}) d\tau}{\int_0^t (i_x^{sd} + j i_x^{sq}) d\tau} \right] + \frac{\int_0^t j\omega \cdot (\psi_x^{sd} + j\psi_x^{sq}) d\tau}{\int_0^t (i_x^{sd} + j i_x^{sq}) d\tau} \quad (70)$$

A função custo que relaciona as impedâncias instantâneas modificadas é dada por:

$$\mathfrak{J}_x^s = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^n \left[ \frac{\tilde{\mathfrak{z}}_{xm}^s(k) - \tilde{\mathfrak{z}}_x^s(k)}{\tilde{\mathfrak{z}}_{xm}^s(k)} \right] \cdot \left[ \frac{\tilde{\mathfrak{z}}_{xm}^s(k) - \tilde{\mathfrak{z}}_x^s(k)}{\tilde{\mathfrak{z}}_{xm}^s(k)} \right]^*, \quad (71)$$

onde  $\tilde{\mathfrak{z}}_{xm}^s$  é a impedância instantânea modificada medida.

Da minimização de (71), são estimados  $L_x^{\delta s}$ ,  $L_x^{\delta r'}$  e  $\tilde{R}_x^{r'}$ . Das estimativas de  $\tilde{L}_x^s$ ,  $L_x^{\delta s}$  e  $L_x^{\delta r'}$  obtém-se  $L_x^m$  de  $\tilde{L}_x^s = L_x^m + L_x^{\delta s}$  e  $\tilde{L}_x^{r'}$  de  $\tilde{L}_x^{r'} = L_x^m + L_x^{\delta r'}$ .

Na próxima seção, são apresentados aspectos práticos relativos à implementação do método, os quais são essenciais para que a estimação dos parâmetros ocorra de forma satisfatória.

### 3.4 Aspectos Práticos da Implementação do Método

Nesta seção são discutidos aspectos práticos da implementação do método descrito neste capítulo, tais como filtragem e tratamento dos dados experimentais, estimação dos parâmetros mecânicos, obtenção das grandezas intermediárias não medidas e minimização da função custo.

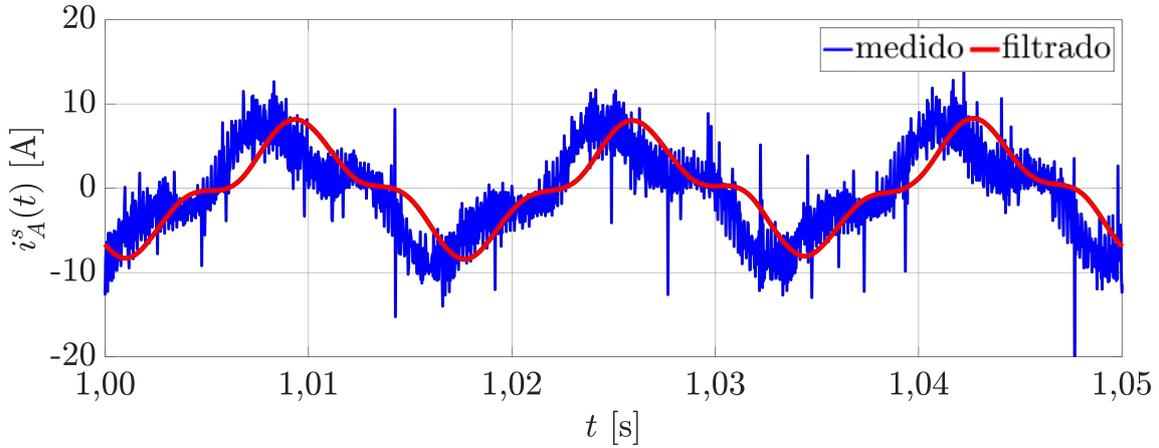
A maior parte dos procedimentos descritos nesta seção foi desenvolvida ao longo do projeto de pesquisa "Determinação do Desempenho de Motores de Indução a partir de Ensaio em Vazio na Linha de Produção", o qual foi financiado pela empresa WEG Equipamentos Elétricos S.A. e desenvolvido no GCAR (Grupo de Controle, Automação e Robótica) sob a coordenação do Professor Luís Alberto Pereira, com participação do autor desta Tese. Em termos gerais, o objetivo do projeto era a determinação das curvas de características típicas de máquinas de indução trifásicas a partir de ensaios de partida em vazio, sendo a estimação dos parâmetros da máquina de indução uma etapa intermediária, resultando na publicação de quatro artigos (PEREIRA et al., 2017a,b; PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018; PEREIRA et al., 2019). Uma vez que os algoritmos descritos nesta seção já foram publicados em trabalhos que estão diretamente relacionados com esta Tese, eles serão aqui apresentados de forma resumida.

#### 3.4.1 Filtragem e Tratamento dos Dados Experimentais

Uma vez que o método de estimação utiliza grandezas medidas, as mesmas podem estar contaminadas por ruído e outras não idealidades provenientes do processo de aquisição dos dados de ensaio, tal como presença de componentes de corrente contínua. Desta forma, é necessário filtrar estas grandezas, uma vez que a presença destes fenômenos não está incluída nos modelos da máquina de indução utilizados. Assim, a definição da topologia dos filtros foi realizada através de inúmeros testes e, dentro das possibilidades testadas, escolheu-se aquela que levou aos melhores resultados finais de estimação dos parâmetros. Assim, para as tensões e correntes do estator, foi utilizado um filtro de Butterworth passa-faixas de terceira ordem. Considerando tensões senoidais, as frequências de corte superior e inferior foram definidas, respectivamente, como  $0,1 \cdot f$  e  $2 \cdot f$ , onde  $f$  é a frequência fundamental das tensões do ensaio. Nos ensaios com tensões trapezoidais, as frequências de corte superior e inferior foram escolhidas como  $0,1 \cdot f$  e  $6 \cdot f$ , respectivamente. De forma a ilustrar o efeito do filtro escolhido, a Figura 8 apresenta os resultados de filtragem obtidos com a corrente da fase A do estator do protótipo de 4,5 kW, referente a um ensaio onde foram utilizadas tensões trapezoidais (na Seção 3.6 serão apresentados detalhes da utilização deste tipo de tensão no contexto desta Tese).

Analisando a Figura 8, nota-se que o processo de filtragem introduziu um atraso de fase em  $i_A^s$ . Isto não é um problema, pois como todas as grandezas medidas são filtradas, o mesmo atraso é introduzido em todas elas, não interferindo no resultado de estimação dos parâmetros.

Figura 8 – Filtragem da corrente da fase A do estator (protótipo de 4,5 kW).



Fonte: o autor (2021).

### 3.4.2 Estimação dos Parâmetros Mecânicos

Os parâmetros mecânicos são necessários para se obter a estimativa da velocidade do eixo do rotor, que aparece tanto na expressão da impedância instantânea quanto na expressão da impedância instantânea modificada, dadas por (61) e (69). De forma mais geral, o conhecimento destes parâmetros é necessário para simulações da máquina de indução pentafásica e implementações de estratégias avançadas de controle de velocidade e torque. O algoritmo foi desenvolvido no contexto do projeto de pesquisa citado anteriormente, portando ele será apresentado aqui de forma resumida. Detalhes sobre a implementação e validação experimental deste algoritmo podem ser encontrados em (PERIN, 2017).

Os parâmetros mecânicos são estimados a partir do torque eletromagnético e da equação do movimento do rotor da máquina de indução. Como o modelo em termos de CSVI não levam em conta as perdas magnéticas, o efeito das mesmas será incorporado ao torque mecânico, de forma que  $T_m \cong T_e$ , resultando na seguinte equação mecânica:

$$J_{eq} \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - B_{eq} \cdot \omega_m - K_{veq} \cdot \omega_m^2. \quad (72)$$

Nas expressões anteriores,  $J_{eq}$  é o momento de inércia do rotor,  $B_{eq}$  é o coeficiente de atrito viscoso e  $K_{veq}$  é o coeficiente relativo às perdas por ventilação, havendo um erro intrínseco associado a estes parâmetros devido ao fato de que as perdas magnéticas não terem sido consideradas em (72). O símbolo  $\omega_m$  representa a velocidade do eixo do rotor em radianos por segundo, sendo  $\omega = P \cdot \omega_m$ .

Em regime permanente em vazio, admitindo que a velocidade de regime permanente é dada por  $\omega_{rp} \cong 0,99 \cdot \omega_m$  e que o torque eletromagnético em regime permanente é  $T_e^{rp}$ , pode-se reescrever (72) como:

$$T_e^{rp} \cong B_{eq} \cdot \omega_{rp} + K_{veq} \cdot \omega_{rp}^2. \quad (73)$$

A partir de (73), utilizando uma relação típica de separação entre perdas por atrito

( $P_{at}$ ) e por ventilação ( $P_{vt}$ ),  $K_d = 0,7$ , pode-se determinar  $B_{eq}$  e  $K_{veq}$  a partir de:

$$B_{eq} = \frac{(1 - K_d) \cdot T_e^{rp}}{\omega_{rp}} \quad (74)$$

$$K_{veq} = \frac{K_d \cdot T_e^{rp}}{\omega_{rp}^2}. \quad (75)$$

O valor de  $K_d$  foi definido empiricamente através de diversas tentativas onde se constatou que, para fins práticos, o valor deste parâmetro não tem grande influência nos resultados.

A estimação de  $J_{eq}$  é realizada a partir da integração numérica de (72) utilizando os valores estimados de  $B_{eq}$  e  $K_{veq}$  juntamente com uma relação matemática aproximada da velocidade do rotor, dada por

$$\omega_m(t) = \begin{cases} \frac{\omega_{rp}}{t_r/2} \cdot t, & 0 < t \leq t_r/2 \\ \omega_{rp}, & t_r/2 < t \leq t_r \end{cases}, \quad (76)$$

onde  $t_r$  é o tempo que a corrente do estator leva para atingir o regime permanente. Desta forma, a expressão para a determinação de  $J_{eq}$  segue.

$$J_{eq} \cdot \omega_{rp} \cong \int_0^{t_r} T_e(t) dt - \frac{3}{4} \cdot B_{eq} \cdot \omega_{rp} \cdot t_r - \frac{2}{3} \cdot K_{veq} \cdot \omega_{rp}^2 \cdot t_r \quad (77)$$

A determinação do torque eletromagnético presente em (77) é descrita na próxima subseção, assim como a estimação da velocidade do rotor. Os parâmetros mecânicos podem ser novamente estimados utilizando a velocidade estimada ao invés da expressão matemática aproximada descrita por (76). Na sequência, os parâmetros podem ser utilizados novamente para estimar a velocidade do rotor, de forma a refinar os resultados. Este processo é repetido por vários ciclos até que seja observado uma variação pequena nos parâmetros estimados e na velocidade.

### 3.4.3 Estimação das Grandezas Intermediárias

As expressões da impedância instantânea e da impedância instantânea modificada, dadas por (64) e (70), contêm grandezas que não são medidas mas devem ser determinadas, tais como o fluxo do estator e a velocidade do rotor. Por outro lado, a determinação da velocidade do rotor também exige o a estimação do torque eletromagnético e dos parâmetros mecânicos, cuja obtenção foi detalhada anteriormente. Na sequência, são apresentados os algoritmos utilizados na determinação destas grandezas. Este processo é repetido por vários ciclos até que seja observado uma variação pequena nos parâmetros estimados e na velocidade.

#### 3.4.3.1 Estimação do Fluxo do Estator

Pode-se reescrever a equação (53) da seguinte maneira:

$$p\tilde{\psi}_x^s = \tilde{v}_x^s - \tilde{R}^s \cdot \tilde{i}_x^s. \quad (78)$$

Uma vez que tanto a resistência do estator quanto a tensão e a corrente do estator são conhecidas, o fluxo do estator é determinado realizando a integração de (78). Assim como na determinação das integrais que fazem parte da impedância instantânea modificada, foi

utilizado o método dos trapézios dada a simplicidade de implementação e baixos erros devido ao período de amostragem dos ensaios. Desta forma, tem-se:

$$\tilde{\psi}_x^s = \int_0^t \left( \tilde{v}_x^s - \tilde{R}^s \cdot \tilde{i}_x^s \right) d\tau. \quad (79)$$

### 3.4.3.2 Estimação do Torque Eletromagnético

Outra grandeza não medida que necessita ser estimada é o torque eletromagnético. Conforme será explicado na sequência, o torque é necessário na estimação da velocidade do eixo do rotor e dos parâmetros mecânicos da máquina de indução pentafásica.

Uma vez que o fluxo do estator já foi estimado, a estimação do torque eletromagnético é realizada através da computação da expressão dada por (57), expressa na forma escalar em termos das coordenadas d-q e apresentada abaixo.

$$T^e = 2 \cdot x \cdot P \cdot \left( \psi_x^{sd} \cdot i_x^{sq} - \psi_x^{sq} \cdot i_x^{sd} \right) \quad (80)$$

Nota-se que a estimativa do torque eletromagnético utiliza apenas grandezas do estator, obtidas das medições de corrente e da estimação do fluxo. É importante ressaltar que os parâmetros dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico podem ser estimados separadamente através de dois ensaios diferentes, ou conjuntamente no mesmo ensaio, conforme será mostrado na Subseção 3.6. Caso os parâmetros dos dois circuitos sejam estimados no mesmo ensaio, as tensões aplicadas nos terminais da máquina deverão conter, além do componente harmônico fundamental, um componente de terceiro harmônico de tempo, ocorrendo a excitação de ambos circuitos simultaneamente. Neste caso, a estimação do torque eletromagnético passa a ser a soma do torque gerado em cada circuito equivalente, conforme segue.

$$T^e = 2 \cdot P \cdot \left( \psi_1^{sd} \cdot i_1^{sq} - \psi_1^{sq} \cdot i_1^{sd} \right) + 6 \cdot P \cdot \left( \psi_3^{sd} \cdot i_3^{sq} - \psi_3^{sq} \cdot i_3^{sd} \right) \quad (81)$$

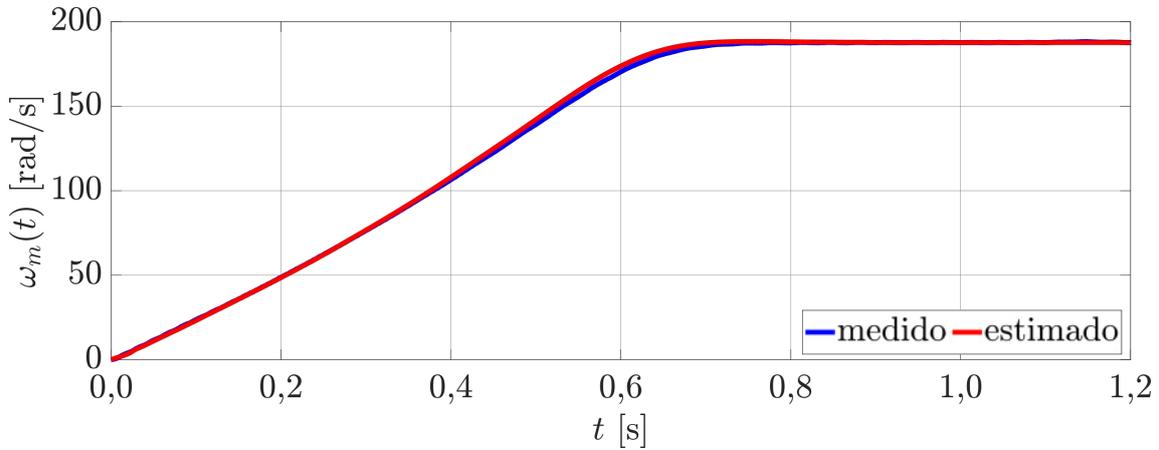
### 3.4.3.3 Estimação da Velocidade do Rotor

A estimação da velocidade do rotor é realizada a partir dos parâmetros mecânicos equivalentes cuja determinação foi detalhada anteriormente e da integração de (72) de zero a  $t_r$ :

$$\omega_m(t) \cong \frac{1}{J_{eq}} \cdot \int_0^t \left[ T^e(\tau) - B_{eq} \cdot \omega_m(\tau) - K_{veq} \cdot \omega_m^2(\tau) \right] d\tau. \quad (82)$$

Uma vez que esta integral é calculada numericamente a partir de dados amostrados, a velocidade mecânica  $\omega_m(k)$  depende apenas dos valores de velocidade de  $k$  amostras anteriores à atual. Ressalta-se também que a partir de  $t_r$ , a velocidade é considerada igual a  $\omega_{rp}$ . Assim, no intervalo  $0 \leq t \leq t_r$ , a velocidade mecânica é dada por (82); no intervalo  $t > t_r$ , é dada por  $\omega_{rp}$ . Este algoritmo também foi desenvolvido no contexto do projeto de pesquisa "Determinação do Desempenho de Motores de Indução a partir de Ensaio em Vazio na Linha de Produção", tendo sua validade comprovada experimentalmente em 229 máquinas de indução trifásicas de média potência (PEREIRA et al., 2017a, 2019). No caso de máquinas de indução pentafásicas, a Figura 9 mostra a comparação entre a velocidade medida em ensaio e a velocidade estimada através do algoritmo aqui descrito, sendo observada uma boa correspondência entre a medição e a curva estimada. Neste caso, estas duas curvas referem-se à partida em vazio do protótipo de 5,5 kW utilizando tensões trapezoidais, e maiores detalhes sobre este ensaio podem ser encontrados na Seção 3.6.

Figura 9 – Velocidade do rotor (protótipo de 5,5 kW).



Fonte: o autor (2021).

Uma vez obtida a estimação da velocidade mecânica, e sabendo que o termo relativo a  $T_e$  em (82) é muito superior aos demais termos da integral, pode-se realizar um refinamento da estimação dos parâmetros mecânicos a partir da estimativa da velocidade.

Conforme pode ser observado em (61) e (69), a velocidade do rotor presente nas expressões da impedância instantânea e da impedância instantânea modificada é expressa em radianos elétricos por segundo, enquanto a estimação da velocidade fornecida por (82) é medida em radianos mecânicos por segundo. Conforme explicado, a conversão entre as duas velocidades é dada por  $\omega = P \cdot \omega_m$ .

#### 3.4.3.4 Estimação das Integrais da Impedância Instantânea Modificada

No método de estimação baseado na impedância instantânea modificada, existe a necessidade de determinar diversas integrais de grandezas ou integrais de produtos entre grandezas. Estas integrais são  $\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau$ ,  $\int_0^t j\omega \cdot \tilde{i}_x^s d\tau$ ,  $\int_0^t \tilde{\psi}_x^s d\tau$  e  $\int_0^t j\omega_x \cdot \tilde{\psi}_x^s d\tau$ , além da própria impedância instantânea modificada medida, dada por  $\tilde{\mathfrak{z}}_x^s = \frac{\int_0^t \tilde{v}_x^s d\tau}{\int_0^t \tilde{i}_x^s d\tau}$ .

Conforme já explicado, estas integrais são obtidas utilizando o método dos trapézios.

#### 3.4.4 Minimização da Função Custo

A estimação de  $L_x^{\delta s}$ ,  $L_x^{\delta r'}$  e  $\tilde{R}_x^{r'}$  envolve a minimização de  $\Upsilon_x$ , no caso do método baseado na impedância instantânea, e na minimização de  $\mathfrak{J}_x$ , no caso do método baseado na impedância instantânea modificada. Esta minimização é um problema de otimização, existindo diversos métodos para resolvê-lo. Nesta Tese, optou-se pela utilização da função *fmincon* disponível no software *MATLAB*<sup>®</sup> para obter soluções do problema de otimização. Esta função é baseada no Método de Otimização dos Pontos Interiores (BYRD; HRIBAR; NOCEDAL, 1999; BYRD; GILBERT; NOCEDAL, 2000; WALTZ et al., 2006). Não obstante, uma vez que não há garantia de convergência para um mínimo global, foi necessário definir restrições no espaço de busca da solução, garantindo a obtenção de estimativas factíveis dos parâmetros. Estas restrições foram escolhidas com base em relações típicas observadas entre os parâmetros de máquinas de indução e

mostraram-se adequadas em todos os casos testados, sendo apresentadas na sequência.

$$10^{-4} \leq L_1^{\delta s} \leq 0,1 \cdot \tilde{L}_1^s \quad (83)$$

$$10^{-4} \leq L_1^{\delta r'} \leq 0,1 \cdot \tilde{L}_1^s \quad (84)$$

$$0,1 \cdot \tilde{R}^s \leq \tilde{R}_1^{r'} \leq 2 \cdot \tilde{R}^s \quad (85)$$

$$10^{-4} \leq L_3^{\delta s} \leq \tilde{L}_3^s \quad (86)$$

$$10^{-4} \leq L_3^{\delta r'} \leq \tilde{L}_3^s \quad (87)$$

$$0,1 \cdot \tilde{R}^s \leq \tilde{R}_3^{r'} \leq 2 \cdot \tilde{R}^s \quad (88)$$

### 3.4.5 Resumo e Fluxograma do Método

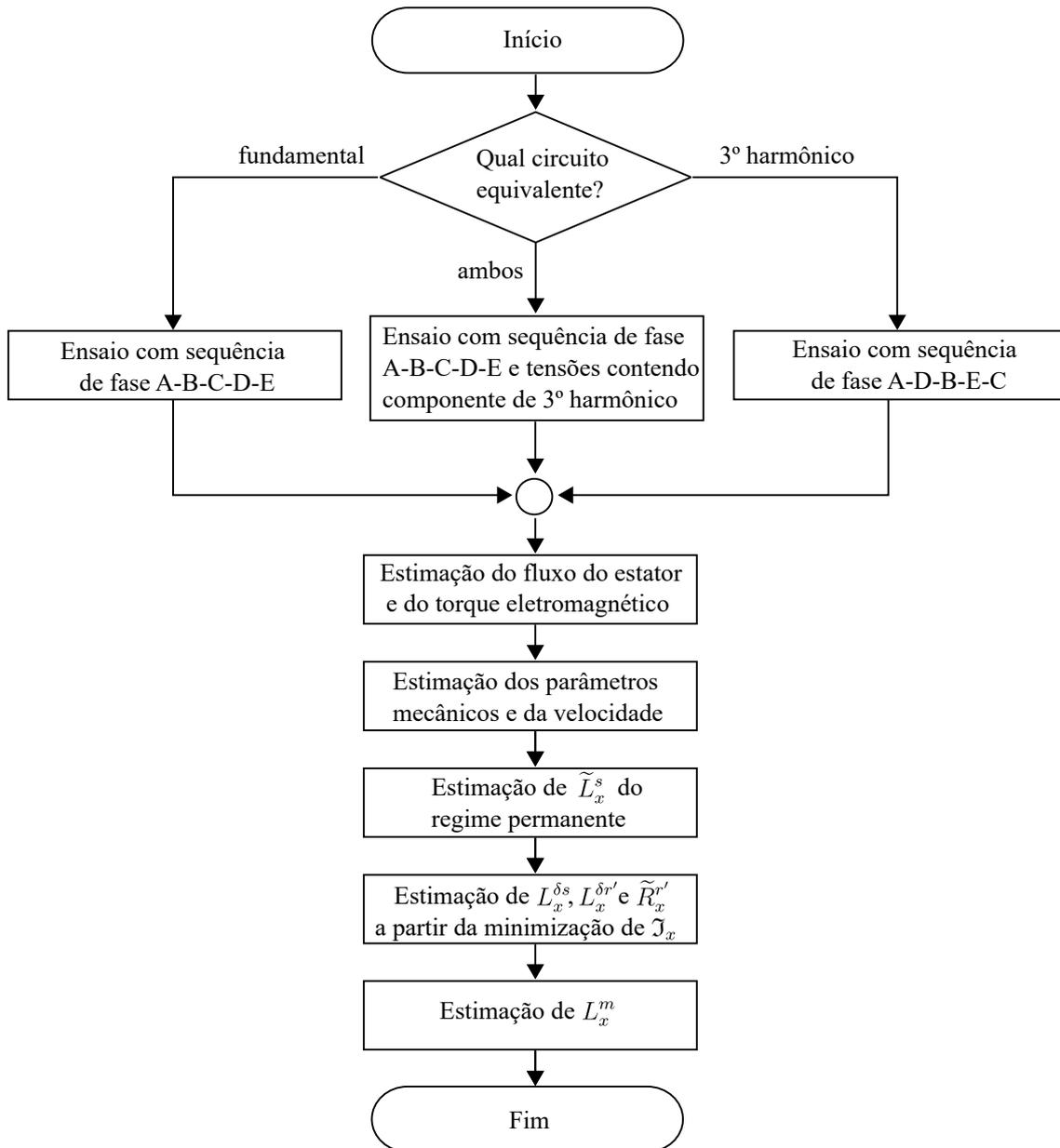
Conforme explicado nas seções anteriores, o método descrito neste capítulo necessita apenas de medições de tensão e corrente adquiridas durante a partida em vazio para a estimação dos parâmetros. Como o método estima tanto os parâmetros do circuito fundamental quanto do circuito de terceiro harmônico, existem duas possibilidades para a realização do ensaio requerido. Na primeira, os circuitos fundamental e de terceiro harmônico são excitados separadamente através da escolha da sequência de fases, onde a sequência A-B-C-D-E excita apenas o circuito fundamental e a sequência A-D-B-E-C excita apenas o circuito de terceiro harmônico. Neste caso, deve-se utilizar uma fonte senoidal que forneça cinco tensões simétricas e equilibradas; para esta Tese foi utilizado um transformador de três para cinco fases disponível no LASCAR. Na segunda possibilidade, os circuitos fundamental e de terceiro harmônico são excitados juntos através da aplicação de tensões que contenham um componente de terceiro harmônico, possível de ser gerada utilizando inversores de frequência. Após a realização dos ensaios, deve-se filtrar as grandezas medidas e determinar as grandezas intermediárias e os parâmetros mecânicos do motor. Na sequência, estima-se  $\bar{L}_x^s$  dos dados relativos ao regime permanente e após estimam-se  $L_x^{\delta s}$ ,  $L_x^{\delta r'}$  e  $\tilde{R}_x^{r'}$  através da minimização da função custo  $\mathcal{J}_x$  para  $x \in \{1,3\}$ . Por fim,  $L_x^m$  é obtida a partir das estimativas de  $\tilde{L}_x^s$  e  $L_x^{\delta s}$ .

A Figura 10 apresenta o fluxograma do método baseado na impedância instantânea modificada, onde estão sumarizadas todas as etapas necessárias para a estimação dos parâmetros da máquina de indução pentafásica.

## 3.5 Comparação entre a Impedância Instantânea e a Impedância Instantânea Modificada

Para avaliar as vantagens de utilização do método baseado na impedância instantânea modificada, foram realizadas simulações da partida em vazio do protótipo de 4,5 kW, cujas principais características e parâmetros de cálculo são apresentados no Apêndice A. Nas simulações, assumiu-se alimentação com tensões de fase geradas por PWM contendo um componente de terceiro harmônico equivalente a 15% da componente fundamental, de forma que ambos os circuitos que modelam a máquina sejam excitados. Este percentual de terceiro harmônico foi escolhido pois é normalmente utilizado para se obter uma indução aproximadamente trapezoidal no entreferro e, desta forma, otimizar a relação torque/volume da máquina. Nas Figuras 12a e 12b são mostradas a tensão e corrente da fase A simuladas, respectivamente. A partir das tensões e correntes simuladas, os parâmetros foram estimados utilizando os métodos baseados na impedância instantânea e na impedância instantânea modificada.

Figura 10 – Fluxograma do método baseado na impedância instantânea modificada.

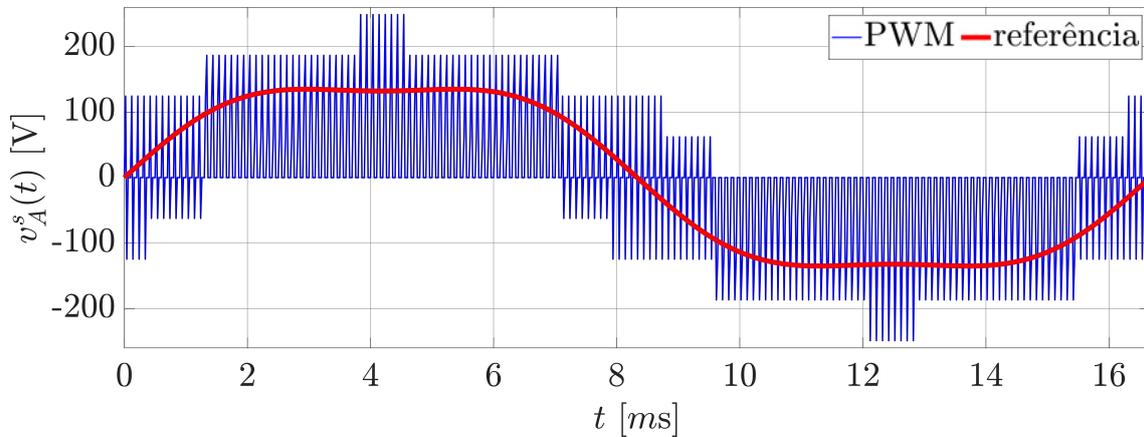


Fonte: o autor (2021).

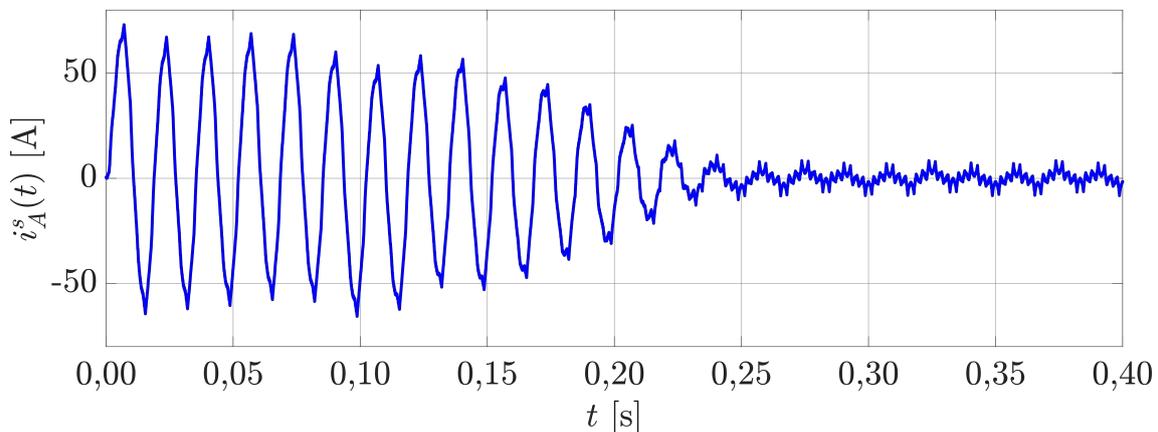
De modo a tornar as simulações mais próximas de situações reais, onde medições de grandezas físicas usualmente são contaminadas por ruído, foi adicionado ruído branco aos sinais utilizados na estimação dos parâmetros, com razão sinal ruído (snr) iguais a 40, 30 e 20 dB. Como este ruído é gerado aleatoriamente, foram realizadas 1000 simulações para cada caso. A qualidade das estimativas foi determinada a partir da determinação do erro percentual entre os parâmetros estimados e os parâmetros utilizados na simulação, utilizando os últimos como referência; como foram realizados 1000 simulações em cada caso, os erros foram expressos em termos da média do módulo dos erros para cada um destes casos. Estes erros são apresentados na Tabela 1.

Analisando a Tabela 1, nota-se que os erros médios observados na estimação dos

Figura 11 – Grandezas do estator (simulação com tensões geradas através de PWM).



(a) Tensão fase-neutro da fase A do estator.



(b) Corrente da fase A do estator.

Fonte: o autor (2019).

parâmetros do circuito fundamental são ligeiramente menores quando estimados com o método baseado na impedância instantânea modificada. Nas simulações onde  $\text{snr} = \infty$ ,  $\text{snr} = 40$  dB e  $\text{snr} = 20$  dB, obtiveram-se erros até 0,3% menores em relação aos erros obtidos com o método baseado na impedância instantânea. Por outro lado, quando se analisa os erros na estimação dos parâmetros do circuito de terceiro harmônico, os mesmos são substancialmente menores no caso do método baseado na impedância instantânea modificada. Analisando individualmente os erros médios de cada parâmetro, nota-se que o parâmetro responsável pelas médias dos erros serem tão elevadas na estimação dos parâmetros do circuito de terceiro harmônico utilizando o método baseado na impedância instantânea é a resistência do rotor  $\tilde{R}_3^{r'}$ , onde os erros médios encontram-se entre 17,2% ( $\text{snr} = \infty$ ) e 21,4% ( $\text{snr} = 20$  dB). Em contraste, quando os parâmetros são estimados com o método baseado na impedância instantânea modificada, os erros médios observados em  $\tilde{R}_3^{r'}$  encontram-se entre 1,6% ( $\text{snr} = 30$  dB) e 2,3% ( $\text{snr} = 20$  dB).

Os demais parâmetros do circuito de terceiro harmônico também apresentam erros médios menores quando estimados com o método da impedância instantânea modificada, embora a diferença não seja tão evidente quanto no caso de  $\tilde{R}_3^{r'}$ . Por exemplo, o maior

Tabela 1 – Média dos erros de estimação dos métodos baseados na impedância instantânea e na impedância instantânea modificada.

parâmetro	imp. instantânea modificada				imp. instantânea			
	snr (dB)				snr (dB)			
	$\infty$	40	30	20	$\infty$	40	30	20
$\Delta \tilde{R}_1^{r'}$	1,6%	1,6%	1,6%	1,6%	2,9%	3,0%	2,9%	2,8%
$\Delta L_1^m$	1,5%	1,5%	1,6%	1,7%	1,5%	1,5%	1,5%	1,6%
$\Delta L_1^{\delta s}$	2,0%	2,0%	2,0%	2,0%	2,4%	2,4%	2,4%	2,3%
$\Delta L_1^{\delta r'}$	1,8%	1,8%	1,8%	1,8%	1,4%	1,5%	1,4%	1,5%
$\Delta \tilde{R}_3^{r'}$	2,2%	1,8%	1,6%	2,3%	17,2%	18,5%	19,0%	21,4%
$\Delta L_3^m$	0,0%	0,1%	0,1%	0,4%	0,2%	0,3%	0,3%	0,6%
$\Delta L_3^{\delta s}$	3,6%	3,9%	4,1%	5,2%	4,9%	5,1%	5,2%	6,0%
$\Delta L_3^{\delta r'}$	5,0%	5,4%	5,5%	5,2%	7,2%	7,4%	7,5%	7,2%

erro médio obtido com o método da impedância instantânea modificada em  $L_3^m$  foi 0,4%; o maior erro médio observado em  $L_3^{\delta s}$  foi 5,2%; e o maior erro médio obtido em  $L_3^{\delta r'}$  foi 5,5%. Por outro lado, os maiores erros médios encontrados nestes mesmos parâmetros utilizando o método baseado na impedância instantânea foram 0,6% ( $L_3^m$ ), 6,0% ( $L_3^{\delta s}$ ) e 7,5% ( $L_3^{\delta r'}$ ).

Com base nestes resultados de simulação, justifica-se a utilização do método de estimação baseado na impedância instantânea modificada, pois apresenta os menores erros de estimação em comparação com o método baseado na impedância instantânea. Como os parâmetros utilizados no modelo de simulação são conhecidos, foi possível determinar o erro entre as estimativas e os valores exatos dos mesmos. Entretanto, a extensão desta conclusão à máquina de indução pentafásica real fica condicionada ao grau de acurácia com que o modelo utilizado descreve o comportamento da mesma, bem como ao impacto de fenômenos como a saturação e o efeito pelicular nos parâmetros da máquina, não considerados no modelo utilizado. Adicionalmente, não se conhece o valor exato dos parâmetros de máquinas de indução real, sendo, portanto, muito difícil determinar erros de estimação dos parâmetros de forma direta em casos práticos.

### 3.6 Resultados e Validação Experimental

Nesta seção, é apresentada a validação experimental do método baseado na impedância instantânea modificada, a qual envolve a estimação dos parâmetros de dois protótipos disponíveis no LASCAR, #m1 e #m2, cujas características principais e parâmetros calculados de acordo com o procedimento descrito em (PEREIRA et al., 2006) são apresentados no Apêndice A.

Os ensaios foram realizados aplicando três tipos diferentes de tensões aos enrolamentos do estator, sendo:

1. tensões senoidais nominais equilibradas excitando apenas o circuito fundamental;
2. tensões senoidais equilibradas excitando apenas o circuito de terceiro harmônico;

3. tensões trapezoidais balanceadas com componente fundamental nominal, contendo um componente de terceiro harmônico equivalente a 15% da componente fundamental, geradas por PWM, excitando ambos os circuitos simultaneamente.

Nos casos 1 e 2, foi utilizado um transformador trifásico para pentafásico, sendo possível produzir tensões senoidais pentafásicas equilibradas a partir da rede trifásica. Para excitar apenas o circuito fundamental, deve-se aplicar as tensões senoidais na sequência A-B-C-D-E; neste caso, o circuito de terceiro harmônico não é excitado e não é possível estimar seus parâmetros a partir deste ensaio. Por outro lado, quando as tensões pentafásicas são aplicadas na sequência A-D-B-E-C, apenas o circuito de terceiro harmônico é excitado, tornando possível estimar os parâmetros relativos a este componente harmônico. Conforme será mostrado nas próximas subseções, esta sequência de fases produz uma velocidade mecânica de aproximadamente 1/3 da velocidade nominal, uma vez que é produzido um campo no entreferro com três vezes o número de polos da fundamental; assim, a velocidade síncrona é 1/3 velocidade observada quando o circuito fundamental é excitado. A estimação dos parâmetros de máquinas de indução pentafásicas baseada neste princípio de excitação apenas do circuito de terceiro harmônico é uma das contribuições originais da Tese, não tendo sido abordado em trabalhos anteriores.

No caso 3, utilizou-se um inversor pentafásico disponível no laboratório para gerar tensões de fase contendo um componente de terceiro harmônico equivalente a 15% da componente fundamental através de modulação por largura de pulso (PWM). Assim, tanto o circuito equivalente da componente fundamental quanto da componente de terceiro harmônico são excitados, sendo então possível estimar os parâmetros destes dois modelos de forma simultânea. Os parâmetros de #m1 foram estimados considerando os três tipos de tensões, enquanto os parâmetros de #m2 foram estimados apenas considerando o terceiro caso.

Uma vez que os parâmetros da máquina são afetados por diversos fatores tratados de forma aproximada pelo modelo, tais como saturação do material ferromagnético e efeito pelicular, além da possibilidade de imperfeições introduzidas no processo de fabricação da máquina, a análise da acurácia do método não será realizada através da comparação de erro entre os parâmetros estimados e os parâmetros de cálculo. Uma vez que o cálculo dos parâmetros é determinado de forma aproximada e através de diversas simplificações, não é possível considerá-los como os valores verdadeiro dos parâmetros. Não obstante, a comparação entre parâmetros estimados e de cálculo permite realizar uma análise qualitativa dos resultados de estimação. A validação dos resultados de estimação será realizada através do erro médio percentual (EMP) entre as correntes do estator medidas nos ensaios e as correntes obtidas através de simulações, onde são utilizadas as tensões medidas como entrada do modelo dinâmico implementado com os parâmetros estimados. Estes erros serão calculados para a fase e para a amplitude da componente simétrica de valor instantâneo da corrente do estator conforme segue.

$$\epsilon_x^A = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^n \frac{\left| \tilde{i}_{xm}^s(k) \right| - \left| \tilde{i}_{xsim}^s(k) \right|}{\left| \tilde{i}_{xm}^s(k) \right|} \cdot 100\% \quad (89)$$

$$\epsilon_x^\varphi = \frac{1}{n} \cdot \sum_{k=1}^n \frac{\angle \tilde{i}_{xm}^s(k) - \angle \tilde{i}_{xsim}^s(k)}{\angle \tilde{i}_{xm}^s(k)} \cdot 100\% \quad (90)$$

Nas expressões anteriores,  $\epsilon_x^A$  e  $\epsilon_x^\varphi$  são, respectivamente, os erros médios percentuais da amplitude e da fase da CSVI da corrente do estator da componente de sequência  $x$ ;

$\tilde{i}_{xm}^s$  representa a CSVI da sequência  $x$  da corrente do estator medida, enquanto  $\tilde{i}_{xsim}^s$  é a CSVI da sequência  $x$  da corrente do estator simulada;  $n$  é o número máximo de amostras utilizadas no cálculo dos erros. O valor de  $n$  foi escolhido de forma a utilizar um número de amostras correspondente ao dobro da duração do transitório. Desta forma, é dado o mesmo peso para o regime permanente e para o regime transitório no cálculo dos erros.

### 3.6.1 Resultados para o Protótipo #m1

No caso do protótipo #m1, os parâmetros foram inicialmente estimados utilizando dados de ensaio com tensões senoidais, produzidas por um transformador trifásico para pentafásico. Neste caso, os circuitos equivalentes foram excitados separadamente através da seleção da sequência de fases e sendo necessários dois ensaios, conforme explicado anteriormente. A Figura 13a mostra a tensão da fase A do estator medida no ensaio com tensões senoidais na sequência de fases A-B-C-D-E, onde pode-se notar que há uma queda acentuada de tensão nos instantes iniciais, a qual não interfere na estimação dos parâmetros; ao contrário, ela contribui por aumentar a persistência da excitação. Já a Figura 13b apresenta a tensão medida no ensaio com sequência de fases A-D-B-E-C, enquanto a Figura 13c mostra a tensão média no ensaio onde foram utilizadas tensões geradas por PWM com frequência de 20 kHz.

As Figuras 14a e 14b mostram as velocidades mecânicas estimadas de acordo com o algoritmo apresentado para o ensaio com tensões senoidais e sequência de fases A-B-C-D-E e A-D-B-E-C, respectivamente. Comparando estas figuras, confirma-se que a velocidade mecânica corresponde a 1/3 da velocidade nominal quando utilizada a sequência de fases A-D-B-E-C. Já o resultado de estimação de velocidade obtido com o ensaio com tensões trapezoidais geradas por PWM é mostrado na Figura 14c.

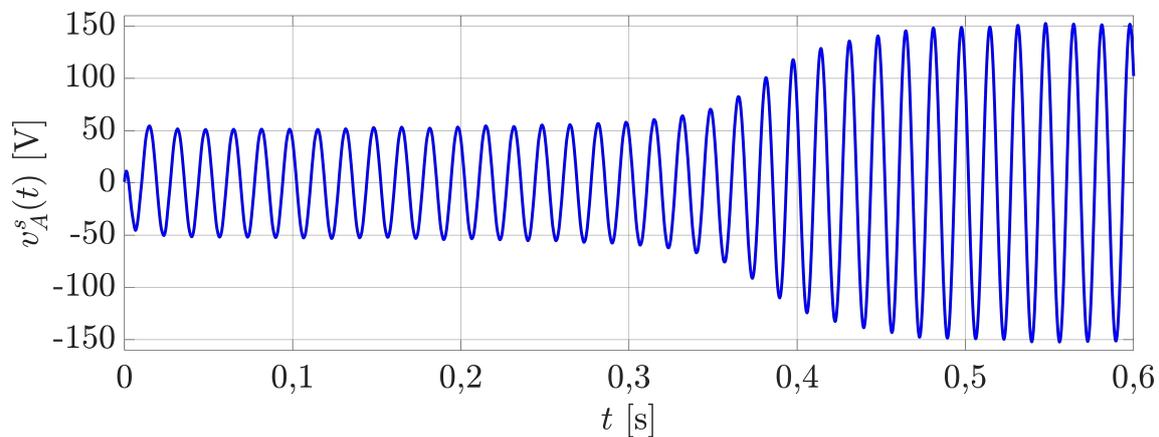
As Figuras 15a e 15b mostram, para o circuito fundamental e de terceiro harmônico, as partes real e imaginária tanto da impedância instantânea modificada medida quanto da obtida com os parâmetros estimados através de (70), obtidas dos ensaios com tensões senoidais. Os erros médios percentuais entre as curvas experimentais e estimadas foram de 3,1% para a amplitude e 0,3% para a fase no caso do circuito fundamental, e de 1,7% para a amplitude e 0,8% para a fase no caso do circuito de terceiro harmônico. Estes resultados mostram uma boa correspondência entre as curvas experimentais e as curvas estimadas, sugerindo que o modelo com os parâmetros estimados através do método proposto representam bem o comportamento da máquina de indução pentafásica operando como motor.

Em relação ao ensaio onde as tensões foram geradas com PWM, as Figuras 16a e 16b mostram as partes real e imaginária da impedância instantânea modificada medida e da estimada dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico, respectivamente. Os erros médios percentuais observados no caso da impedância instantânea modificada do circuito fundamental foram 0,5% para a amplitude e 0,2% para a fase, enquanto os erros médios percentuais considerando o circuito de terceiro harmônico foram iguais a 0,4% na amplitude e 0,3% na fase. Assim como observado com tensões senoidais, uma boa correspondência entre as curvas medidas e as curvas estimadas é observada, indicando a acurácia do método de estimação proposto. Neste caso, os erros entre as impedâncias instantâneas modificadas medidas e as impedâncias instantâneas modificadas é ainda menor do que com tensões senoidais.

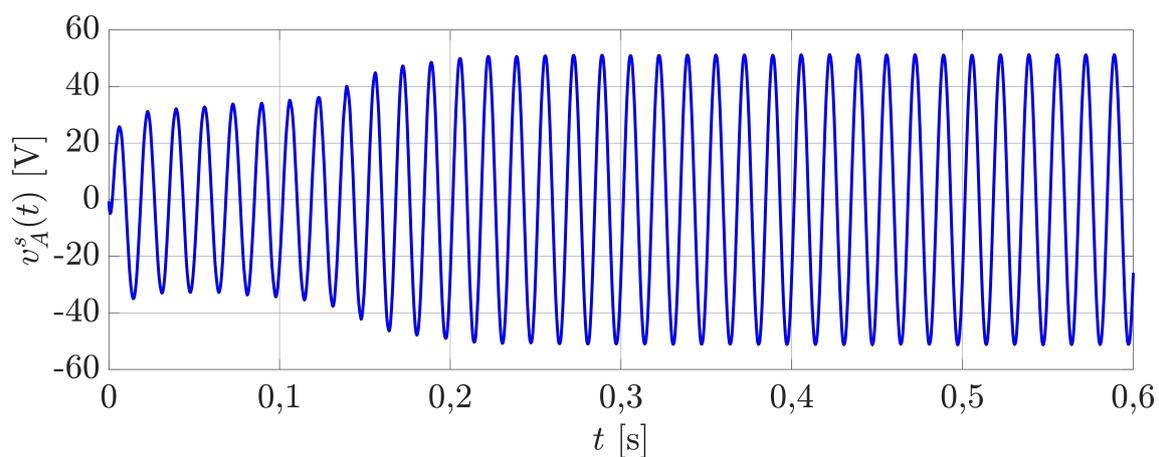
Ressalta-se que, diferente da impedância de regime permanente, que pode ser expressa em função apenas dos parâmetros e do escorregamento, a impedância instantânea modificada depende de outras grandezas dos circuitos equivalentes além dos parâmetros,

tais como fluxo do estator e velocidade do rotor, conforme pode ser observado em (69). Assim, o formato das curvas de impedância instantânea modificada é fortemente influen-

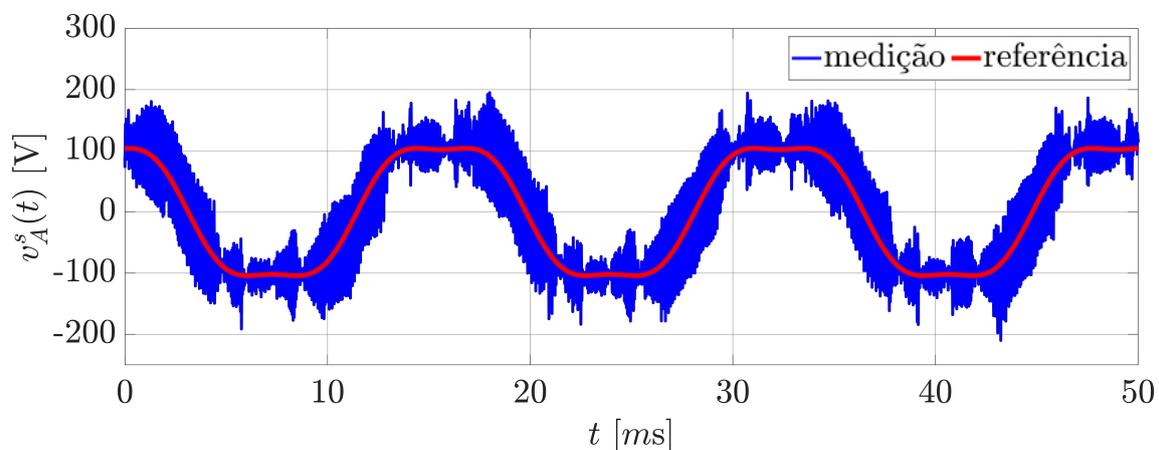
Figura 12 – Tensões utilizadas nos ensaios de #m1.



(a) senoidal com sequência de fases A-B-C-D-E



(b) senoidal com sequência de fases A-D-B-E-C

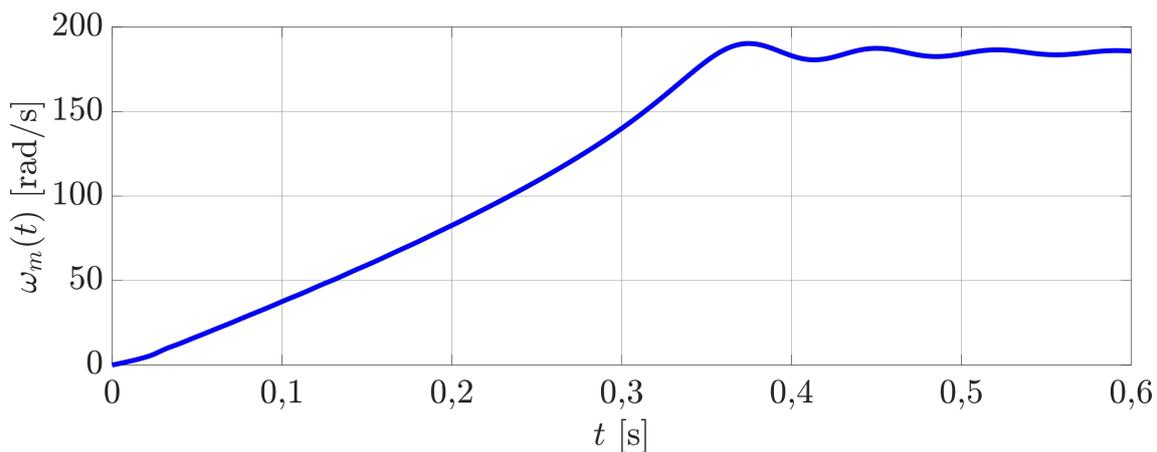


(c) PWM (20 kHz)

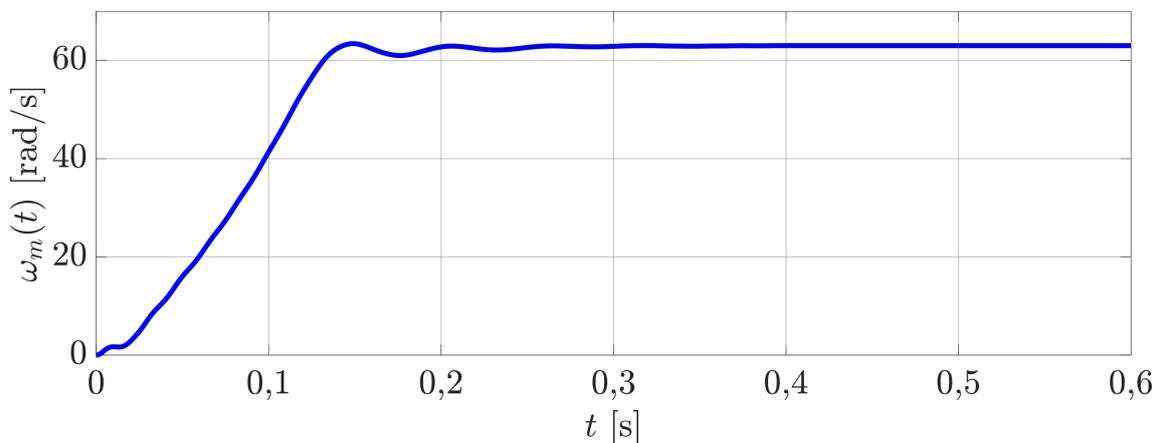
Fonte: o autor (2021).

ciado pelas tensões de alimentação da máquina. Isto explica a diferença entre as curvas mostradas nas Figuras 14 e 15. Especificamente no caso da impedância instantânea modificada do circuito de terceiro harmônico, conforme pode ser verificado na Figura 14b, a velocidade de regime permanente é aproximadamente 63 rad/s com tensões senoidais na

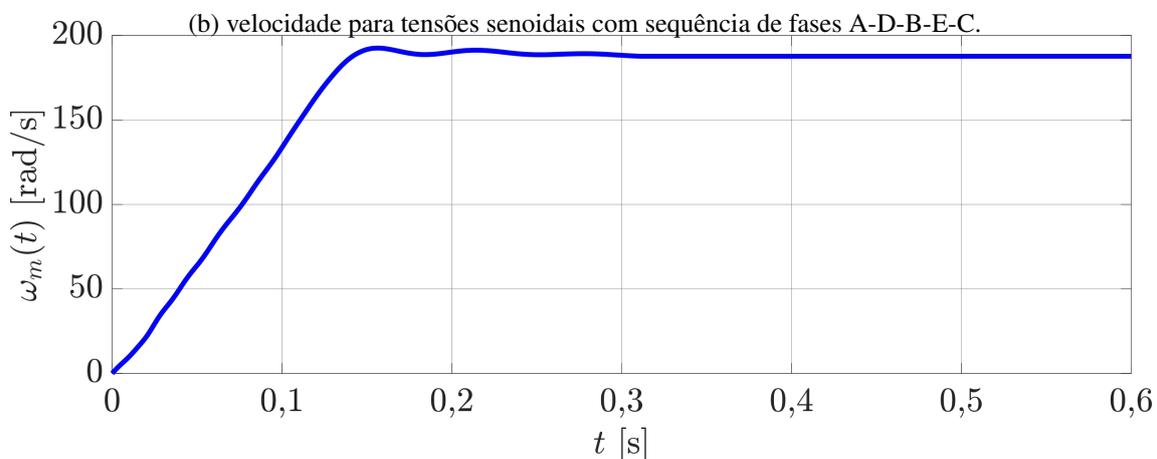
Figura 13 – Velocidades estimadas (protótipo #m1).



(a) velocidade para tensões senoidais com sequência de fases A-B-C-D-E.



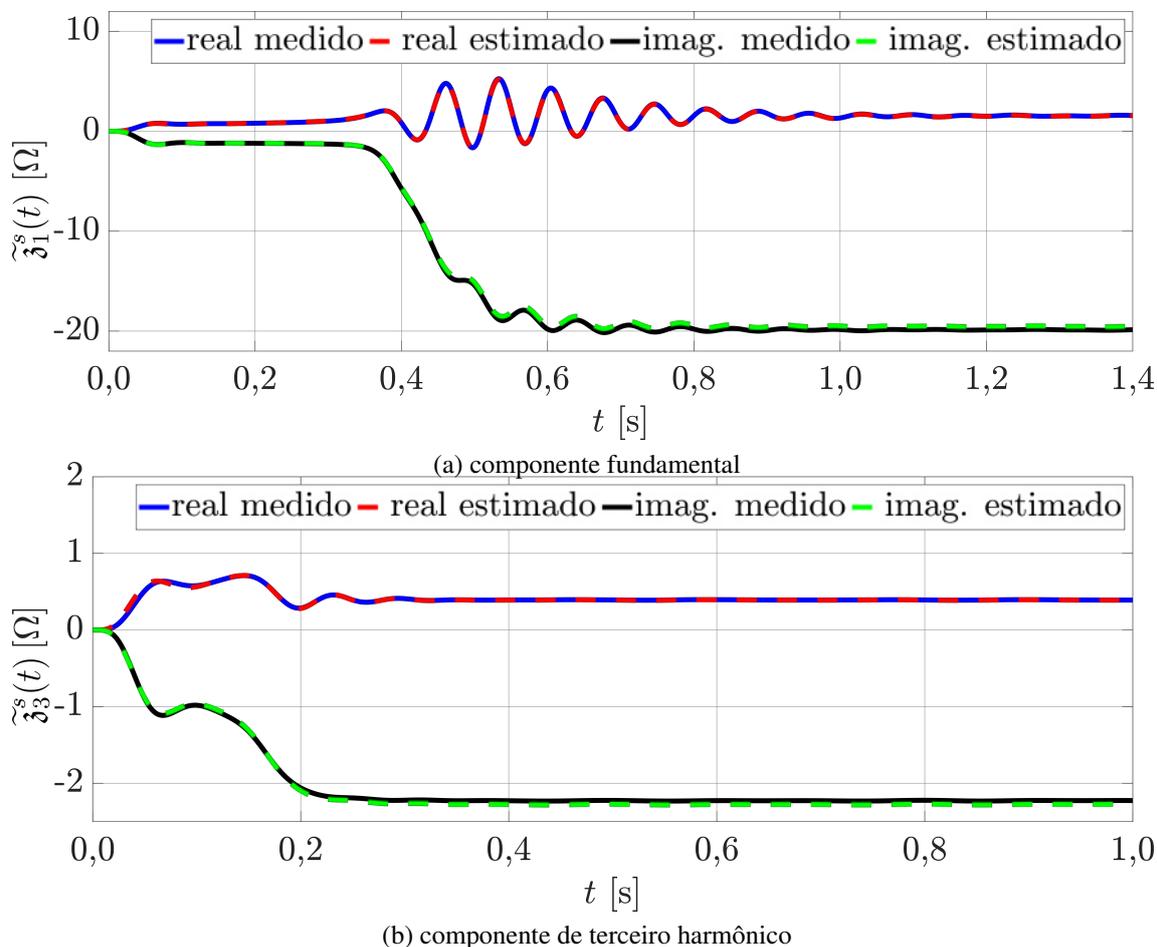
(b) velocidade para tensões senoidais com sequência de fases A-D-B-E-C.



(c) velocidade para tensões geradas por PWM (20 kHz).

Fonte: o autor (2021).

Figura 14 – Impedâncias instantâneas modificadas dos ensaios com tensões senoidais



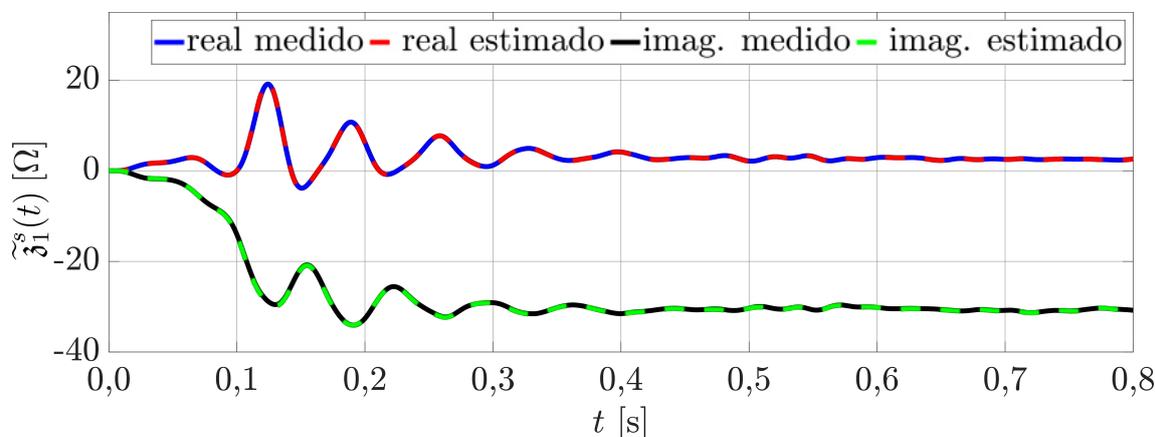
Fonte: o autor (2021).

sequência de fases A-D-B-E-C. Por outro lado, a velocidade de regime permanente é de aproximadamente 188 rad/s no caso das tensões geradas por PWM (Figura 14c). Como a impedância instantânea modificada depende da velocidade do rotor, explica-se a diferença acentuada de magnitude entre as curvas mostradas nas Figuras 15b e 16b.

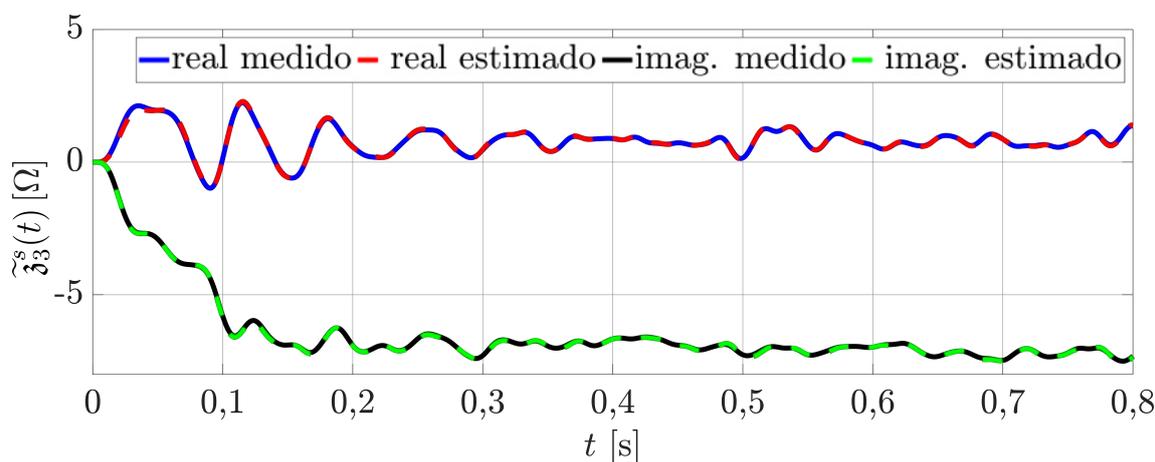
### 3.6.1.1 Parâmetros Estimados

A primeira coluna da Tabela 2 mostra os parâmetros de cálculo dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico, os quais foram determinados conforme (PEREIRA et al., 2006) assumindo um nível de saturação correspondente a tensões puramente senoidais. Já a segunda coluna desta tabela mostra os parâmetros estimados utilizando tensões senoidais, enquanto a terceira coluna apresenta a diferença percentual entre os parâmetros de cálculo e os parâmetros estimados, sendo os parâmetros de cálculo adotados como referência. Salienta-se novamente que este tipo de comparação não visa determinar a acurácia do método, uma vez que não há como afirmar qual seria o valor verdadeiro dos parâmetros; esta comparação permite uma análise qualitativa do resultado de estimação, permitindo verificar o quanto as estimativas são semelhantes aos valores calculados atra-

Figura 15 – Impedâncias instantâneas modificadas dos ensaios com tensões geradas por PWM



(a) componente fundamental



(b) componente de terceiro harmônico

Fonte: o autor (2021).

vés de procedimentos usuais disponíveis na literatura (PEREIRA et al., 2006; BOLDEA; NASAR, 2010). Na quarta coluna da Tabela 2, são mostrados os valores de cálculo dos parâmetros de #m1 assumindo um nível de saturação correspondente a tensões contendo um componente de terceiro harmônico igual a 15% da componente fundamental, o que explica a diferença observada no valor das indutâncias quando comparado com a primeira coluna da tabela. Já a quinta coluna da Tabela 2 apresenta os resultados de estimação do ensaio com tensões trapezoidais geradas por PWM, enquanto a sexta coluna mostra a diferença percentual entre os parâmetros de cálculo e os parâmetros estimados, utilizando os primeiros como referência.

Para os parâmetros mecânicos, utilizando o algoritmo descrito na Seção 3.4.3, obteve-se  $J_{eq} = 1,92 \times 10^{-2} \text{ kg.m}^2$ ,  $B_{eq} = 1,69 \times 10^{-3} \text{ N.m.s}$  e  $K_{veq} = 2,11 \times 10^{-5} \text{ N.m.s}^2$ .

A Tabela 2 mostra, considerando os ensaios com tensões senoidais, que a maior diferença encontrada nos parâmetros do circuito fundamental foi em  $L_1^{\delta s}$ , sendo igual a 13,5%. Já a menor diferença foi de apenas 2,0%, em  $L_1^m$ . Por outro lado, para o circuito de terceiro harmônico, as diferenças ficaram entre 10,7% e 7,3%, tendo sido encontradas

Tabela 2 – Parâmetros estimados de #m1.

parâmetro	forma de onda da tensão					
	senoidal			trapezoidal (PWM)		
	calc. <sup>1</sup>	est. <sup>2</sup>	dif. <sup>3</sup>	calc. <sup>1</sup>	est. <sup>2</sup>	dif. <sup>3</sup>
$\tilde{R}_1^{r'}$ ( $\Omega$ )	0,20	0,22	8,6%	0,20	0,23	13,7%
$L_1^m$ (mH)	61,87	60,65	2,0%	66,34	64,68	2,5%
$L_1^{\delta s}$ (mH)	1,64	1,86	13,5%	1,66	1,48	10,5%
$L_1^{\delta r'}$ (mH)	2,33	2,20	5,6%	2,39	2,06	13,9%
$\tilde{R}_3^{r'}$ ( $\Omega$ )	0,16	0,18	10,7%	0,16	0,18	10,8%
$L_3^m$ (mH)	5,88	6,32	7,3%	6,31	6,58	4,3%
$L_3^{\delta s}$ (mH)	1,61	1,46	9,2%	1,62	1,39	14,6%
$L_3^{\delta r'}$ (mH)	2,42	2,19	9,3%	2,51	2,15	14,3%

<sup>1</sup>parâmetros calculados; <sup>2</sup>parâmetros estimados; <sup>3</sup>diferença percentual

em  $\tilde{R}_3^{r'}$  e  $L_3^m$ , respectivamente. Considerando tensões trapezoidais geradas por PWM, a maior diferença encontrada no circuito fundamental foi de 13,9%, associada a  $\tilde{R}_1^{r'}$ . Em contraste, uma diferença de apenas 2,5% foi observada em  $L_1^m$ . Considerando o circuito de terceiro harmônico, a maior diferença foi observada em  $L_3^{\delta s}$ , correspondendo a 14,6%, enquanto a menor diferença foi encontrada em  $L_3^m$ , sendo igual a 4,3%.

De forma geral, as diferenças encontradas são aceitáveis, uma vez que, conforme explicado anteriormente, o cálculo dos parâmetros utiliza diversas simplificações e aproximações, além do fato do processo de fabricação poder introduzir imperfeições não consideradas no modelo. Analisando os resultados da Tabela 2, nota-se também que as menores diferenças foram encontradas nas indutâncias de magnetização,  $L_1^m$  e  $L_3^m$ . Este é um resultado esperado, uma vez que a estimação destes parâmetros foi realizada utilizando a parte dos dados correspondente ao regime permanente com tensão nominal, enquanto o cálculo dos mesmos é realizado para a condição de operação nominal. Já os demais parâmetros foram estimados considerando também os dados do regime transitório, onde fenômenos como o efeito pelicular e a saturação magnética são mais pronunciados. Embora estes fenômenos impactem nas indutâncias de dispersão e as resistências do rotor, os mesmos são considerados de forma apenas aproximada no cálculo, o que explica porque as maiores diferenças são encontradas nestes parâmetros.

Com base nos ensaios realizados até aqui, os parâmetros estimados podem ser considerados como os mais adequados para uso prático na determinação do comportamento da máquina de indução pentafásica, uma vez que foram obtidos experimentalmente e os resultados experimentais mostram o que o método de estimação é válido. O fato de que as impedâncias instantâneas modificadas calculadas com os parâmetros estimados são muito próximas dos valores medidos é uma evidência consistente, embora indireta, da acurácia do método.

### 3.6.1.2 Validação experimental

De forma a verificar a acurácia do método de estimação, foram realizadas simulações do modelo dinâmico implementado com os parâmetros estimados e utilizando como

Tabela 3 – EMP de  $\tilde{i}_1^s$  e  $\tilde{i}_3^s$  (protótipo #m1).

EMP	senoidal		trapezoidal		sob carga	
	calc. <sup>1</sup>	est. <sup>2</sup>	calc. <sup>1</sup>	est. <sup>2</sup>	calc. <sup>1</sup>	est. <sup>2</sup>
$\epsilon_1^A$	7,7%	6,1%	8,2%	7,9%	3,8%	3,7%
$\epsilon_3^A$	8,5%	7,0%	10,1%	10,0%	-	-
$\epsilon_1^\varphi$	0,5%	0,5%	1,3%	1,0%	0,0%	0,0%
$\epsilon_3^\varphi$	1,8%	1,4%	0,8%	0,8%	-	-

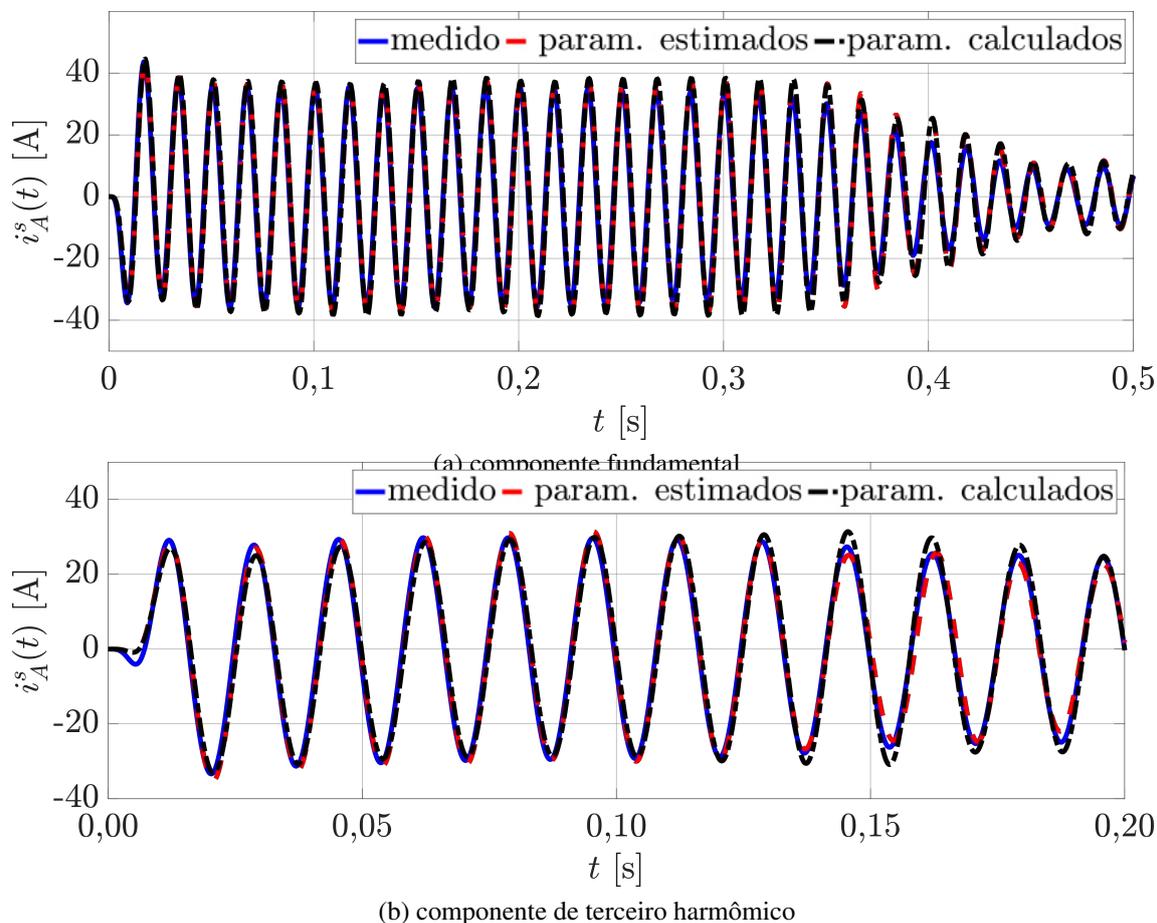
<sup>1</sup>parâmetros calculados; <sup>2</sup>parâmetros estimados

entrada as tensões medidas nos ensaios utilizados para estimar os parâmetros. Assim, comparando as correntes simuladas com as medidas no ensaio, pode-se avaliar o quão bem o comportamento de #m1 é reproduzido utilizando os parâmetros estimados. Para efeitos de comparação, o mesmo procedimento também foi realizado considerando os parâmetros de cálculo. De forma a quantificar estes resultados, foi calculado o erro médio percentual (EMP) da fase e da amplitude da CSM da corrente do estator conforme (89) e (90).

Os erros médios percentuais obtidos em  $\tilde{i}_x^s$  para os três casos avaliados (tensões senoidais com sequência de fases A-B-C-D-E e A-D-B-E-C e tensões trapezoidais) são mostrados na Tabela 3. De forma a ilustrar estes erros, na Figura 17a são mostradas as correntes da fase A do estator com tensões senoidais na sequência de fases A-B-C-D-E, enquanto a Figura 17b mostra as correntes obtidas com tensões senoidais na sequência de fases A-D-B-E-C. Ambas as figuras se referem à operação em vazio. Já as Figuras 18a e 18b apresentam, respectivamente, as correntes de regime transitório e regime permanente da fase A do estator obtidas com tensões trapezoidais geradas por PWM e operação em vazio. De maneira a verificar a acurácia dos parâmetros estimados em outras condições de operação da máquina, o protótipo #m1 também foi submetido a um ensaio com carga, sendo realizada a mesma comparação entre correntes medidas e simuladas com parâmetros estimados e parâmetros de cálculo. Nesta etapa, excitou-se apenas o circuito fundamental, o qual é responsável pela maior parcela do torque eletromagnético produzido pela máquina de indução pentafásica. A carga aplicada foi gerada pela máquina CC acoplada ao protótipo e é exibida na Figura 18, enquanto as correntes medida e simuladas da fase A do estator são mostradas na Figura 19. De forma geral, observa-se que as correntes simuladas com os parâmetros estimados apresenta uma melhor correspondência com as medições do que as correntes simuladas com os parâmetros de cálculo.

De acordo com a Tabela 3, na operação em vazio, os erros observados utilizando os parâmetros estimados com tensões senoidais foram de 6,1% para a amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  e 0,5% para a fase de  $\tilde{i}_1^s$ . Por outro lado, quando parâmetros de cálculo são utilizados com tensões senoidais, os erros são 7,7% na amplitude e 0,5% na fase de  $\tilde{i}_1^s$ . Estes resultados são corroborados ao se observar a Figura 17a, onde nota-se que há uma melhor correspondência entre a corrente medida e a corrente simulada com parâmetros estimados. No caso dos erros envolvendo  $\tilde{i}_3^s$  com tensões senoidais, utilizando-se parâmetros estimados, tem-se que o erro na amplitude é igual a 7,0% e o erro na fase é igual a 1,4%. Já quando os parâmetros de cálculo são utilizados, os erros na amplitude e fase de  $\tilde{i}_3^s$  são iguais a 8,5% e 1,8%, respectivamente. Novamente, ao se analisar a Figura 17b, nota-se que a melhor correspondência entre correntes medida e simulada é obtida com os parâmetros

Figura 16 – Comparação entre  $i_s^1$  medida e simulada com tensões senoidais em vazio.



Fonte: o autor (2021).

estimados. Quando utilizadas tensões trapezoidais, resultados semelhantes são obtidos, conforme mostrado na quarta e na quinta colunas da Tabela 3. Os erros na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  são 7,9% com parâmetros estimados e 8,2% com parâmetros de cálculo, enquanto os erros na fase desta corrente são iguais a 1,0% com parâmetros estimados e 1,3% com parâmetros de cálculo. Os erros encontrados na amplitude de  $\tilde{i}_3^s$  foram 10,0% com parâmetros estimados e 10,1% com parâmetros de cálculo, enquanto os erros na fase de  $\tilde{i}_3^s$  foram iguais a 0,8% para ambos os conjuntos de parâmetros. Em comparação com tensões senoidais, nota-se que erros maiores foram encontrados quando utilizadas tensões trapezoidais. Não obstante, pode-se perceber que há uma boa correspondência entre as correntes medida e simuladas utilizando tensões trapezoidais, conforme mostrado nas Figuras 18a e 18b.

A sexta e sétima colunas da Tabela 3 mostram os resultados considerando a operação com carga, onde observa-se que os erros na amplitude e fase de  $\tilde{i}_1^s$  são muito semelhantes tanto com parâmetros estimados quanto com parâmetros de cálculo. Os erros para a amplitude são iguais a 3,7% com parâmetros de estimados e 3,8% com parâmetros de cálculo, enquanto os erros para a fase são iguais a 0,0% em ambos os casos. O fato dos erros sob carga serem consideravelmente menores do que os erros em vazio é explicado pelo fato da carga ter sido aplicada após a partida da máquina, onde encontram-se os

Figura 17 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio.

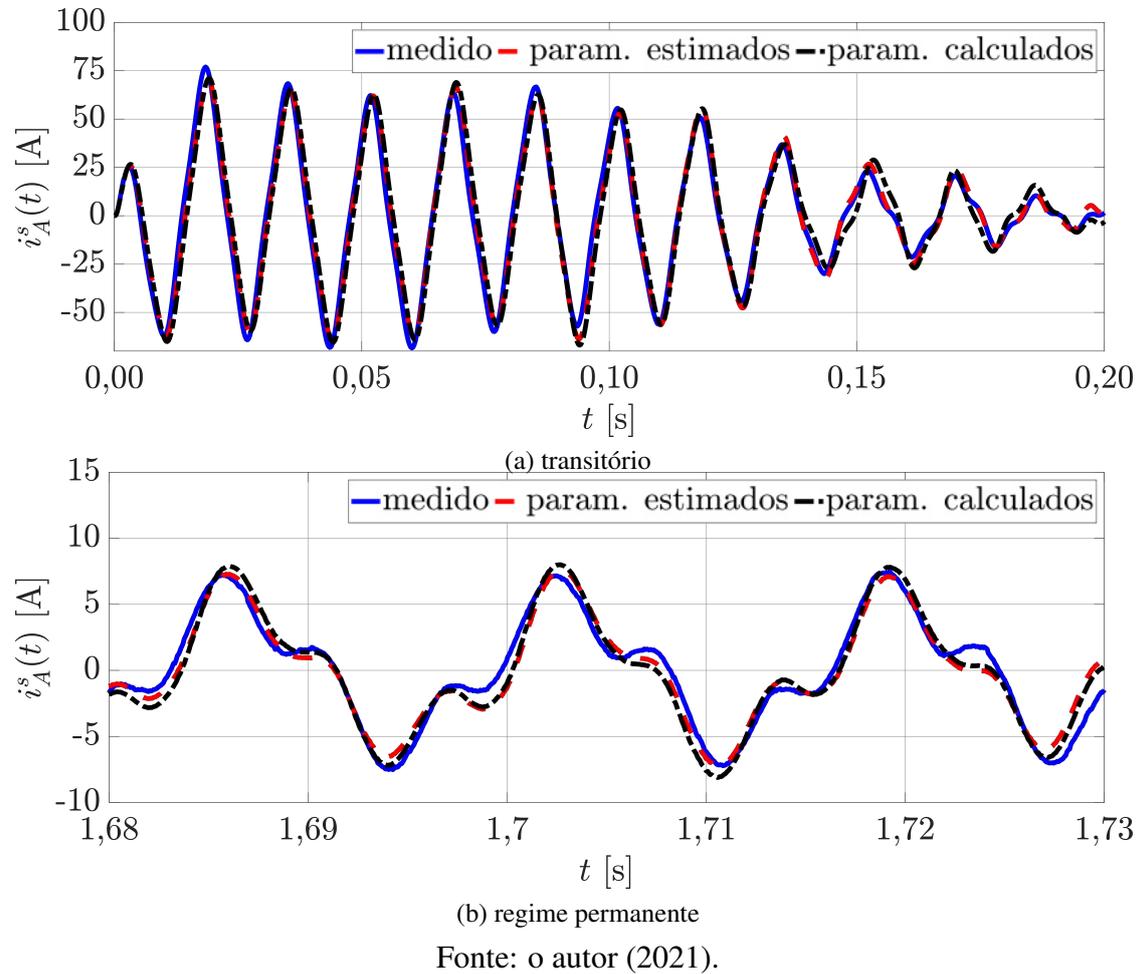
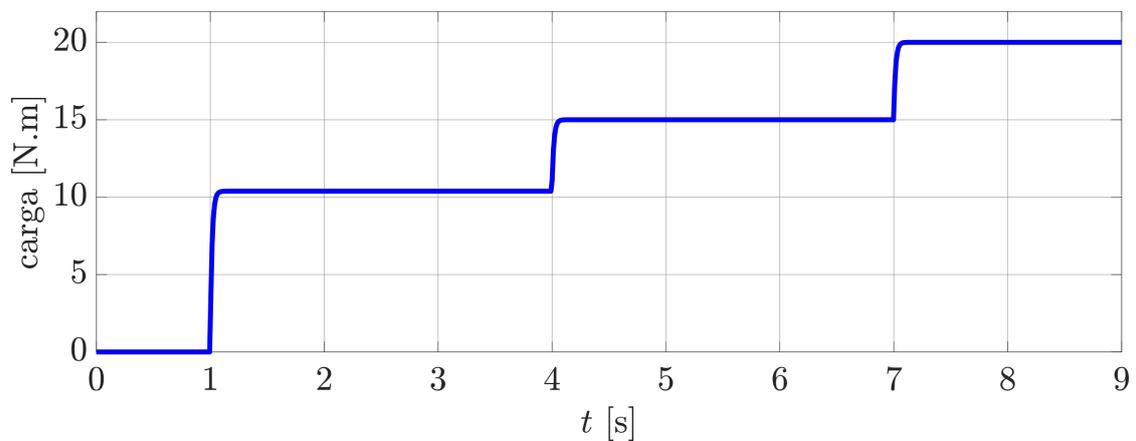
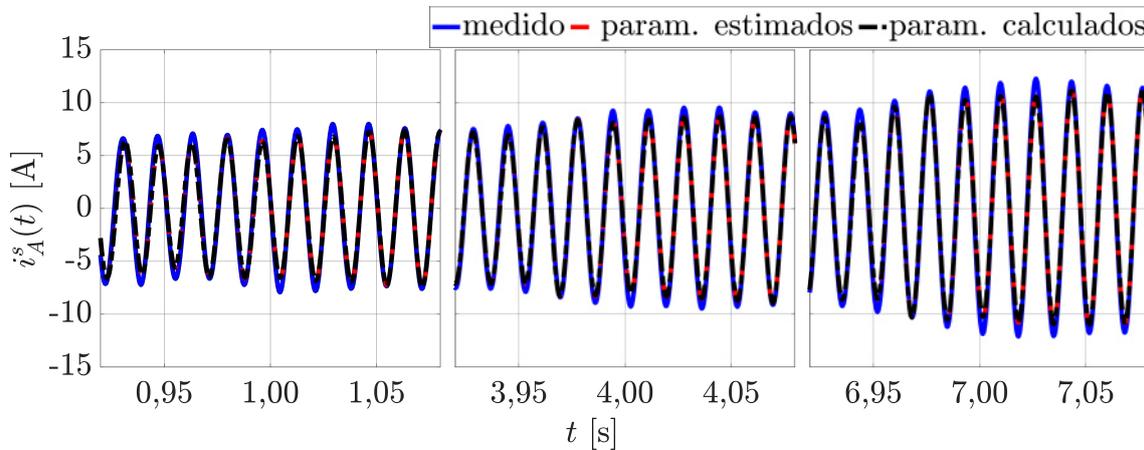


Figura 18 – Degrau de carga aplicado em #m1 e #m2.



maiores erros entre as correntes medidas e simulada, conforme pode ser constatado nas Figuras 17a e 17. Por outro lado, como a carga foi aplicada gradualmente após #m1 atingir

Figura 19 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada sob carga.



Fonte: o autor (2021).

o regime permanente, conforme mostrado na Figura 18, a mudança de ponto de operação foi mais suave, conforme pode ser verificado na Figura 19. Com base nos resultados obtidos, pode-se afirmar que a simulação da máquina de indução pentafásica utilizando os parâmetros estimados com o método baseado na impedância instantânea modificada reproduz melhor o comportamento real de #m1 do que em comparação com simulação utilizando os parâmetros de cálculo.

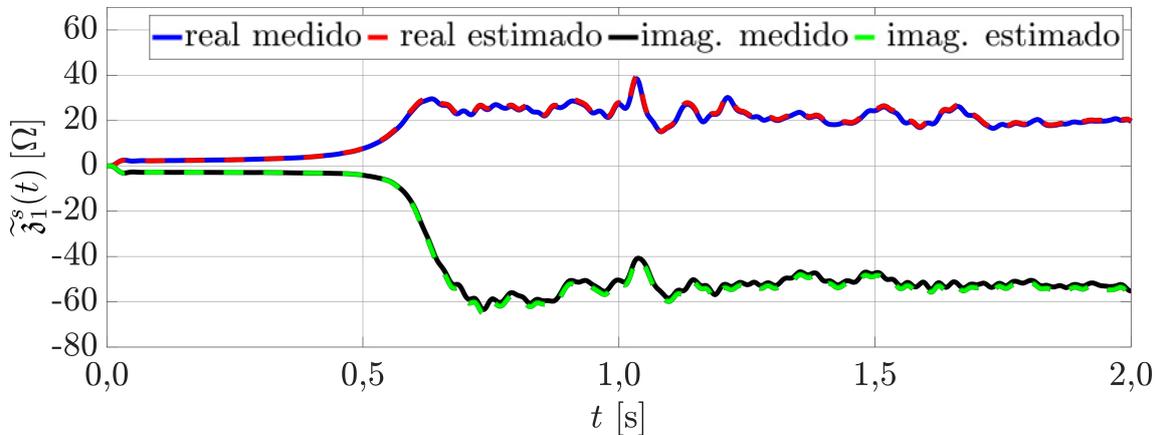
### 3.6.2 Resultados para o Protótipo #m2

Conforme explicado anteriormente, os parâmetros do protótipo #m2 foram estimados utilizando apenas tensões trapezoidais, as quais incluem um componente de terceiro harmônico correspondente a 15% da componente fundamental da tensão. Estas tensões foram geradas através da técnica PWM com frequência de chaveamento de 20 kHz. Com estas tensões, os circuitos fundamental e de terceiro harmônico são excitados simultaneamente, permitindo que todos os parâmetros elétricos e mecânicos da máquina sejam estimados com um único ensaio. No que diz respeito ao circuito fundamental, a Figura 21a mostra as partes real e imaginária tanto da impedância instantânea modificada obtida experimentalmente quanto da impedância instantânea modificada obtida com os parâmetros estimados. Assim como no caso do protótipo #m1, foi observada uma boa concordância entre as impedâncias instantâneas experimental e estimada do circuito fundamental, com um erro médio percentual de 2,0% na amplitude e 0,5% na fase de  $\tilde{z}_1^s$ . No caso de  $\tilde{z}_3^s$ , as partes real e imaginária das impedâncias instantâneas modificadas experimental e estimada são mostradas na Figura 21b, e os erros médios percentuais são iguais a 3,4% na amplitude e 1,5% na fase. Estes erros em  $\tilde{z}_1^s$  e  $\tilde{z}_3^s$  foram calculados de acordo com (89) e (90) e mostram que os parâmetros estimados reproduzem com boa acurácia a impedância instantânea modificada experimental.

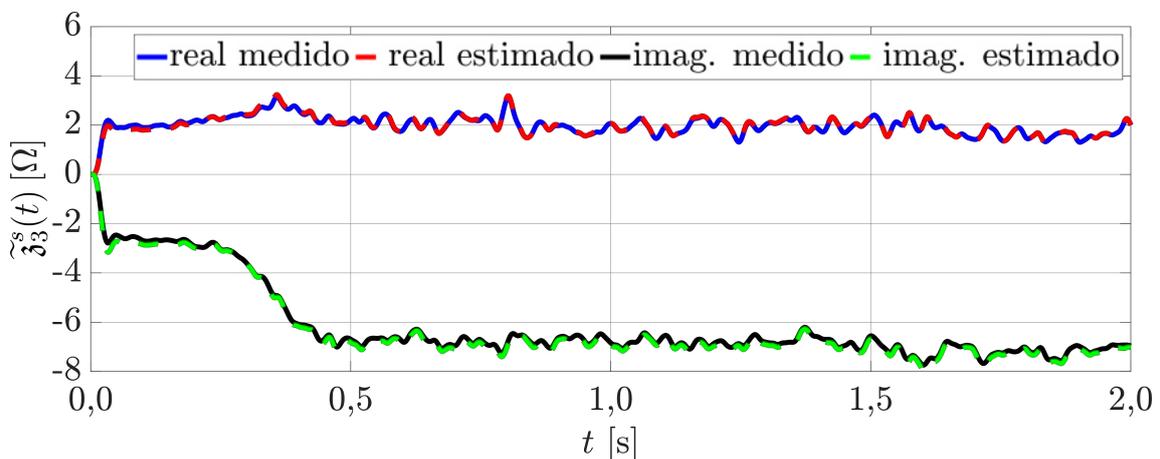
#### 3.6.2.1 Parâmetros Estimados

Utilizando o procedimento descrito na subseção 3.4.3, os parâmetros mecânicos equivalentes de #m2 foram estimados como  $J_{eq} = 4,38 \times 10^{-2} \text{ kg.m}^2$ ,  $B_{eq} = 2,39 \times 10^{-3} \text{ N.m.s}$  e  $K_{veq} = 2,90 \times 10^{-5} \text{ N.m.s}^2$ . Embora #m1 e #m2 tenham dimensões mecânicas seme-

Figura 20 – Impedâncias instantâneas modificadas dos ensaios com tensões trapezoidais.



(a) componente fundamental



(b) componente de terceiro harmônico

Fonte: o autor (2021).

lhantes, os parâmetros mecânicos equivalentes de #m2 são consideravelmente maiores, em especial a inércia, pois o ensaio foi realizado com uma máquina CC acoplada ao eixo deste protótipo. Desta forma, os parâmetros mecânicos dizem respeito tanto à máquina de indução quanto à máquina CC, e explicam a duração mais longa dos transitórios de #m2.

A Tabela 4 apresenta os parâmetros elétricos estimados juntamente com os valores de cálculo dos parâmetros, obtidos conforme descrito em (PEREIRA et al., 2006). Uma vez que os ensaios envolvendo #m2 foram realizados utilizando 80% da tensão nominal devido à limitações dos equipamentos do LASCAR, os valores dos parâmetros mostrados na segunda coluna da Tabela 4 foram calculados para esta condição de operação, uma vez que ela altera a saturação da máquina, o que por sua vez impacta nas indutâncias. As diferenças mostradas na quarta coluna da Tabela 4 foram calculadas assumindo os parâmetros de cálculo como referência.

De acordo com a Tabela 4, para o circuito fundamental, a maior diferença foi encontrada em  $\tilde{R}_1^{r'}$ , sendo igual a 18,0%. Por outro lado, uma diferença de apenas 0,5% foi observada em  $L_1^m$ . Também foram observadas diferenças de 10,7% em  $L_1^{\delta s}$  e 13,2% em  $L_1^{\delta r'}$ . Considerando o circuito de terceiro harmônico, a maior diferença é 17,2%, tendo

Tabela 4 – Parâmetros estimados de #m2.

parâmetro	calculado	estimado	diferença
$\tilde{R}_1^{r'} (\Omega)$	0,69	0,82	18,0%
$L_1^m (\text{mH})$	138,15	138,78	0,5%
$L_1^{\delta s} (\text{mH})$	4,48	4,00	10,7%
$L_1^{\delta r'} (\text{mH})$	5,07	4,40	13,2%
$\tilde{R}_3^{r'} (\Omega)$	0,20	0,23	17,2%
$L_3^m (\text{mH})$	4,69	5,27	12,4%
$L_3^{\delta s} (\text{mH})$	4,02	3,72	7,5%
$L_3^{\delta r'} (\text{mH})$	1,81	1,86	2,8%

vido observada em  $\tilde{R}_3^{r'}$ , enquanto a menor diferença foi 2,8%, encontrada em  $L_3^{\delta r'}$ . As diferenças referentes aos demais parâmetros do circuito de terceiro harmônico foram 12,4% em  $L_3^m$  e 7,5% em  $L_3^{\delta s}$ . Conforme já explicado, estas diferenças não são utilizadas para atestar a acurácia do método de estimação, uma vez que não há como saber o valor verdadeiro dos parâmetros da máquina, pois além de diversas simplificações adotadas, os mesmos são afetados por fenômenos que são considerados apenas de forma aproximada no cálculo. Não obstante, esta comparação entre os parâmetros estimados e calculados permite realizar uma análise qualitativa do resultado de estimação; considerando tudo o que foi exposto, as diferenças encontradas são aceitáveis.

### 3.6.2.2 Validação experimental

A validação experimental dos resultados de estimação do protótipo #m2 foi realizada de forma semelhante a #m1. Desta forma, a validação foi realizada através da comparação das correntes medidas com aquelas simuladas utilizando tanto os parâmetros estimados quanto os parâmetros de cálculo no modelo. Inicialmente, utilizou-se os mesmos dados de partida em vazio que foram usados na estimação dos parâmetros. Após, foram utilizados os dados referentes ao ensaio onde foi aplicada a carga mostrada na Figura 18.

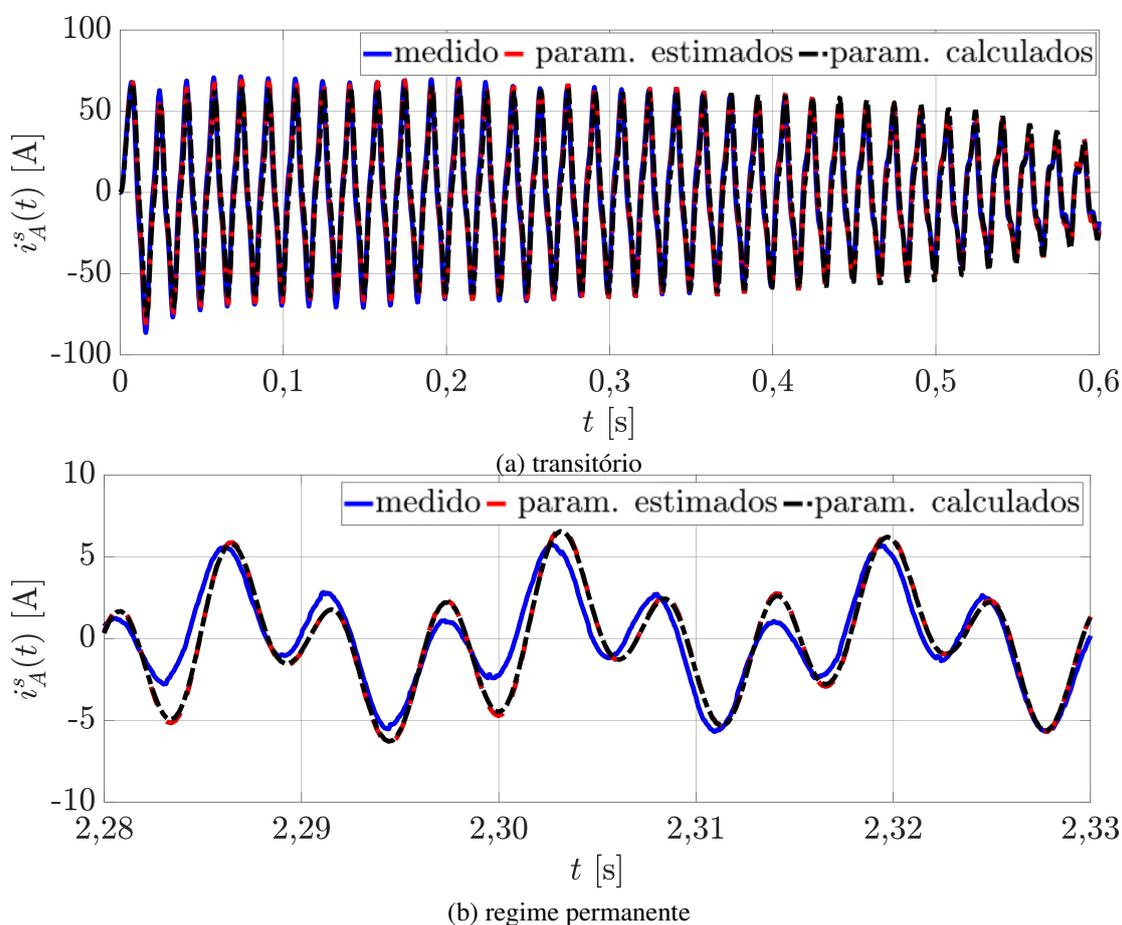
As Figuras 22a e 22b mostram as correntes medidas e simuladas da fase A do estator em regime transitório e regime permanente, respectivamente, enquanto a Figura 22 mostra as mesmas correntes no ensaio com aplicação de carga. Já a Tabela 5 mostra os erros médios percentuais calculados de acordo com (89) e (90). Segundo a Tabela 5, em vazio, os erros na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  são 9,3% com parâmetros estimados e 11,5% com parâmetros de cálculo, enquanto o erro na fase é 1,2% com parâmetros estimados e 1,4% com parâmetros de cálculo. Já os erros na amplitude e fase de  $\tilde{i}_3^s$  com parâmetros estimados são iguais a 10,2% e 0,3%, respectivamente. Utilizando parâmetros de cálculo, o erro na amplitude de  $\tilde{i}_3^s$  é 11,0%, enquanto o erro na fase de  $\tilde{i}_3^s$  é 0,3%. Nota-se que os erros com parâmetros estimados são ligeiramente inferiores do que aqueles obtidos com parâmetros de cálculo, atestando que a simulação com parâmetros estimados reproduz melhor o comportamento real de #m2 na partida em vazio, conforme pode ser verificado nas Figuras 22a e 22b.

Resultados semelhantes foram observados no caso onde foi aplicada a carga apresentada na Figura 18. A quarta e quinta colunas da Tabela 5 mostram que o erro na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  é igual a 5,3% com parâmetros estimados e a 5,9% com parâmetros de cálculo, enquanto o erro na fase de  $\tilde{i}_1^s$  é 0,0% em ambos os casos. Assim como observado em #m1, os

Tabela 5 – EMP de  $\tilde{i}_1^s$  and  $\tilde{i}_3^s$  (protótipo #m2).

EMP	trapezoidal		sob carga	
	calc. <sup>1</sup>	est. <sup>2</sup>	calc. <sup>1</sup>	est. <sup>2</sup>
$\epsilon_1^A$	11,5%	9,3%	5,9%	5,3%
$\epsilon_3^A$	11,0%	10,2%	-	-
$\epsilon_1^\varphi$	1,4%	1,2%	0,0%	0,0%
$\epsilon_3^\varphi$	0,3%	0,3%	-	-

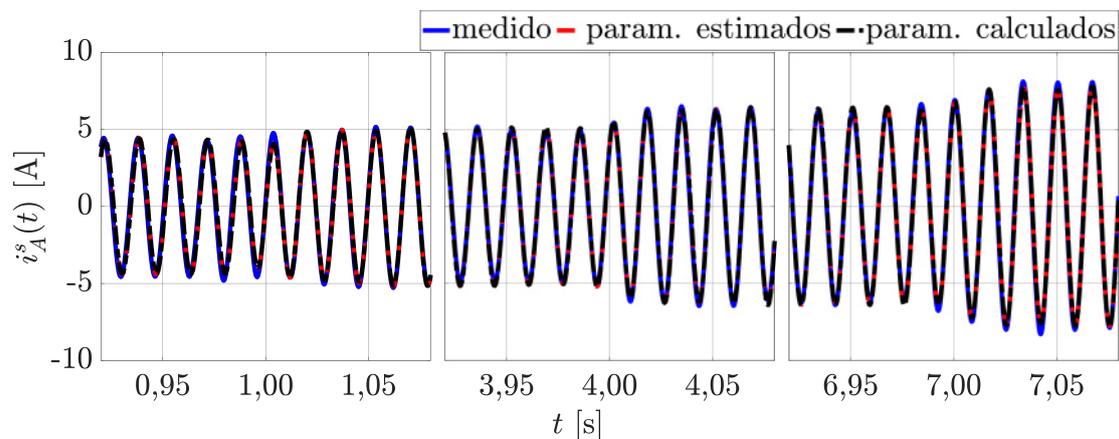
<sup>1</sup>parâmetros calculados; <sup>2</sup>parâmetros estimados

Figura 21 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio.

Fonte: o autor (2021).

erros sob carga são menores do que os erros em vazio pelo fato da carga ter sido aplicada após a partida de #m2, possuindo um período transitório consideravelmente menor do que aquele observado na partida da máquina, conforme pode ser verificado nas Figuras 22a e 22. Uma vez que os erros relativos ao regime transitório da partida da máquina são maiores devido ao fato dos parâmetros mudarem de valor em consequência de alterações na saturação e do efeito pelicular, isto acarreta em maiores erros relativos à simulação da partida em vazio.

Figura 22 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada sob carga.



Fonte: o autor (2021).

Assim como foi observado na análise de #m1, com base nos resultados obtidos pode-se afirmar que o comportamento real de #m2 é reproduzido com boa acurácia através de simulações utilizando os parâmetros estimados com o método baseado na impedância instantânea modificada. Embora bons resultados também sejam obtidos com simulações utilizando parâmetros de cálculo, os resultados com os parâmetros estimados são ligeiramente superiores.

### 3.7 Considerações Finais sobre o Método

Neste capítulo, foi apresentado um novo método de estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas baseado no conceito de impedância instantânea modificada, a qual consiste em novo conceito introduzido por esta Tese. A validação do método foi realizada em duas etapas: primeiro, verificou-se através de simulações que a impedância instantânea modificada é menos sensível a ruídos do que a impedância instantânea; segundo, o método foi aplicado a dois protótipos de 4,5 kW (#m1) e 5,5 kW (#m2), com a acurácia das estimativas dos parâmetros sendo indiretamente avaliada através de comparações das correntes medidas nos ensaios com as correntes simuladas do modelo implementado com os parâmetros estimados. Neste caso, esta comparação entre correntes medidas e simuladas também envolveu os parâmetros de cálculo dos protótipos. Os ensaios utilizados nesta última etapa da validação foram a partida em vazio e a operação sob três condições de carga; assim, foi possível avaliar a validade das estimativas dos parâmetros em situações típicas de operação da máquina.

De forma geral, pode-se concluir que o método baseado na impedância instantânea modificada forneceu estimativas de parâmetros que, em conjunto com o modelo dinâmico, foram capazes de reproduzir o comportamento dos protótipos de forma fidedigna em todas as situações testadas. Esta conclusão foi fundamentada na comparação entre as correntes medidas e as simuladas. Os erros médios percentuais na amplitude da CSMV das correntes do estator ficou abaixo de 10,1% no protótipo #m1 e abaixo de 10,2% no protótipo #m2. Considerando o erro médio percentual na fase da CSMV das correntes do estator, o mesmo se manteve abaixo de 1,4% para #m1 e de 1,2% para #m2. Estes erros são ligeiramente inferiores aos erros encontrados quando utilizados parâmetros de cálculo, provando que

o método de estimação baseado na impedância instantânea modificada tem potencial de substituir o cálculo dos parâmetros quando os dados de projeto da máquina de indução pentafásica não estão disponíveis.

Em comparação a outros procedimentos disponíveis na literatura, as principais vantagens do método apresentado neste capítulo são:

- ensaios de partida em vazio com medição das tensões e correntes do estator, apenas;
- conexão dos enrolamentos do estator em estrela sem neutro, dispensando a necessidade de ligações não usuais dos enrolamentos;
- estimação da velocidade do rotor, resultando em economia de sensores e hardware de aquisição de dados;
- estimação dos parâmetros mecânicos, essenciais para fins de simulação, mas assunto ainda pouco abordado em trabalhos sobre estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas;
- estimação dos parâmetros do circuito de terceiro harmônico;
- estimação independente dos parâmetros do circuito fundamental e do circuito de terceiro harmônico, sem utilização de relações empíricas entre os parâmetros dos dois circuitos;
- possibilidade de estimação dos parâmetros do circuito fundamental e de terceiro harmônico a partir de um único ensaio utilizando inversor.

Assim, o método exposto neste capítulo também se mostra uma alternativa viável aos procedimentos disponíveis na literatura, pois é capaz de preencher diversas lacunas e limitações dos métodos já existentes. A principal limitação do método baseado na impedância instantânea é a necessidade que não haja carga acoplada ao eixo do motor para realização do ensaio de partida em vazio, o que pode limitar sua utilização em aplicações onde a máquina já esteja instalada e com carga acoplada. Não obstante, os métodos descritos nos próximos capítulos se apresentam como alternativa a esta limitação.

## 4 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NA RESPOSTA AO DEGRAU DE TENSÃO

Neste capítulo é apresentado um novo método de estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas, baseado na identificação dos coeficientes das funções de transferência da máquina com o rotor em repouso a partir da resposta a um degrau de tensão. Conforme será demonstrado na sequência, através da escolha adequada das tensões de fase pode-se chegar a uma situação onde não há produção de torque; neste caso, o rotor permanece em repouso, simplificando o modelo da máquina e dispensando a necessidade de medir ou estimar a velocidade do eixo. Será demonstrado também que esta escolha das tensões de fase excita ambos os circuitos fundamental e de terceiro harmônico, permitindo a estimação de todos os parâmetros elétricos com um único ensaio.

Embora métodos de estimação de parâmetros de máquinas pentafásicas com o rotor em repouso já tenham sido propostos, os mesmos utilizam uma versão simplificada do modelo de regime permanente senoidal em operação equilibrada da máquina pentafásica, sendo desconsiderados os efeitos do circuito de terceiro harmônico e, conseqüentemente, não sendo fornecidas estimativas dos parâmetros referentes a este circuito (YEPES et al., 2012; RIVEROS et al., 2012). Desta forma, o método aqui descrito é uma contribuição original da Tese, pois diferente de métodos semelhantes disponíveis na literatura, é baseado na função de transferência obtida do modelo dinâmico da máquina de indução pentafásica, o qual é válido para qualquer forma de onda de tensão aplicada aos terminais do estator. Ainda, o método apresentado nesta seção fornece estimativas tanto dos parâmetros do circuito fundamental quanto do circuito de terceiro harmônico. Outra característica do método apresentado neste capítulo é a possibilidade de mensuração do impacto da saturação nas estimativas das indutâncias da máquina de indução pentafásica através da variação da amplitude do degrau de tensão utilizado. Este aspecto também ainda não foi abordado em trabalhos similares, tratando-se portanto de mais uma contribuição original da Tese.

O método descrito neste capítulo originou um artigo intitulado *Estimation of Parameters of Five-Phase Induction Motors Using Step Voltage at Standstill*, o qual foi publicado no periódico *IEEE Transactions on Energy Conversion* em junho de 2021 (*early access*).

Na sequência, são detalhados a obtenção da função de transferência em função dos parâmetros da máquina de indução pentafásica e os procedimentos necessários para estimação dos parâmetros, bem como os resultados de estimação e a validação experimental do método.

## 4.1 Função de Transferência com o Rotor em Repouso

Esta seção descreve os passos necessários para a obtenção analítica das funções de transferência da máquina de indução pentafásica com o rotor em repouso. A identificação dos coeficientes destas funções de transferência é um passo intermediário do método de estimação apresentado neste capítulo, conforme será explicado em detalhes nas próximas seções. Analisando o modelo descrito pelas expressões (4)-(13) do Capítulo 2, constata-se que a máquina de indução pentafásica é um sistema não-linear, não sendo possível representá-lo por funções de transferência nem analisá-lo através das teorias e ferramentas largamente utilizadas na análise de sistemas lineares. Por outro lado, quando  $\omega$  é constante, a equação do torque pode ser desconsiderada e como consequência o modelo dinâmico da máquina de indução pentafásica torna-se linear, permitindo a utilização de toda teoria para análise e identificação de sistemas lineares disponível na literatura. Além disto, quando  $\omega = 0$ , o modelo assume uma forma mais simples e mais fácil de trabalhar. No caso do circuito fundamental, tem-se:

$$\tilde{v}_1^s = \tilde{R}^s \cdot \tilde{i}_1^s + p\tilde{\psi}_1^s \quad (91)$$

$$0 = \tilde{R}_1^{r'} \cdot \tilde{i}_1^{r'} + p\tilde{\psi}_1^{r'} \quad (92)$$

$$\tilde{\psi}_1^s = \tilde{L}_1^s \cdot \tilde{i}_1^s + L_1^m \cdot \tilde{i}_1^{r'} \quad (93)$$

$$\tilde{\psi}_1^{r'} = \tilde{L}_1^{r'} \cdot \tilde{i}_1^{r'} + L_1^m \cdot \tilde{i}_1^s \quad (94)$$

No caso do circuito de terceiro harmônico, o modelo com  $\omega = 0$  é descrito por:

$$\tilde{v}_3^s = \tilde{R}^s \cdot \tilde{i}_3^s + p\tilde{\psi}_3^s \quad (95)$$

$$0 = \tilde{R}_3^{r'} \cdot \tilde{i}_3^{r'} + p\tilde{\psi}_3^{r'} \quad (96)$$

$$\tilde{\psi}_3^s = \tilde{L}_3^s \cdot \tilde{i}_3^s + L_3^m \cdot \tilde{i}_3^{r'} \quad (97)$$

$$\tilde{\psi}_3^{r'} = \tilde{L}_3^{r'} \cdot \tilde{i}_3^{r'} + L_3^m \cdot \tilde{i}_3^s \quad (98)$$

Existem diversas formas de se obter  $\omega = 0$ . A mais simples é bloquear o rotor, impedindo-o de girar. Entretanto, este tipo de situação não é muito prática, pois exige a utilização de algum dispositivo mecânico robusto o suficiente para manter o rotor bloqueado, além de não ser facilmente aplicável caso a máquina já esteja instalada. Outra possibilidade mais interessante de se obter velocidade nula é através da escolha das tensões de fase de forma que não seja produzido torque, implicando que o rotor permanece em repouso e, consequentemente, resultando em  $\omega = 0$ . Considerando as transformações dadas por (36)-(39), nota-se que se forem aplicadas tensões de fase aos enrolamentos do estator tais que  $v_B^s = v_E^s$  e  $v_C^s = v_D^s$ , onde  $v_A^s \cdots v_B^s$  representam as tensões de fase do estator, as tensões de eixo  $d$  e  $q$  do estator do circuito fundamental e do circuito de terceiro harmônico assumem a forma que segue:

$$v_1^{sd} = v_A^s + 2 \cdot v_B^s \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + 2 \cdot v_C^s \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \quad (99)$$

$$v_1^{sq} = 0 \quad (100)$$

$$v_3^{sd} = v_A^s + 2 \cdot v_B^s \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + 2 \cdot v_C^s \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \quad (101)$$

$$v_3^{sq} = 0. \quad (102)$$

Neste caso, assim como  $v_1^{sq}$  e  $v_3^{sq}$ , as correntes  $i_1^{sq}$  e  $i_3^{sq}$  também são nulas, resultando em  $T_e^1 = T_e^3 = 0$  e  $\omega = 0$ .

Uma vez que as tensões e correntes de eixo  $q$  tanto do circuito fundamental quanto do circuito de terceiro harmônico são nulas, pode-se reescrever (91)-(98) para a componente de sequência  $x$  conforme segue:

$$v_x^{sd} = \tilde{R}^s \cdot i_x^{sd} + p\psi_x^{sd} \quad (103)$$

$$0 = \tilde{R}_x^{r'} \cdot i_x^{rd'} + p\psi_x^{rd'} \quad (104)$$

$$\psi_x^{sd} = \tilde{L}_x^s \cdot i_x^{sd} + L_x^m \cdot i_x^{rd'} \quad (105)$$

$$\psi_x^{rd'} = \tilde{L}_x^{r'} \cdot i_x^{rd'} + L_x^m \cdot i_x^{sd} \quad (106)$$

Como o sistema de equações anterior, dado por (103)-(106), é um sistema linear, pode-se usar Transformadas de Laplace, cujas expressões são dadas por:

$$V_x^{sd}(s) = \tilde{R}^s \cdot I_x^{sd}(s) + s\Psi_x^{sd}(s) \quad (107)$$

$$0 = \tilde{R}_x^{r'} \cdot I_x^{rd'}(s) + s\Psi_x^{rd'}(s) \quad (108)$$

$$\tilde{\Psi}_x^{sd}(s) = \tilde{L}_x^s \cdot I_x^{sd}(s) + L_x^m \cdot I_x^{rd'}(s) \quad (109)$$

$$\Psi_x^{rd'}(s) = \tilde{L}_x^{r'} \cdot I_x^{rd'}(s) + L_x^m \cdot I_x^{sd}(s) \quad (110)$$

A equação (109) pode ser reescrita como:

$$I_x^{rd'}(s) = \frac{\tilde{\Psi}_x^{sd}(s) - \tilde{L}_x^s \cdot I_x^{sd}(s)}{L_x^m} \quad (111)$$

Inserindo a expressão anterior em (110), tem-se:

$$\Psi_x^{rd'}(s) = L_x^m \cdot I_x^{sd}(s) + \frac{\tilde{L}_x^{r'}}{L_x^m} \cdot \left[ \tilde{\Psi}_x^{sd}(s) - \tilde{L}_x^s \cdot I_x^{sd}(s) \right] \quad (112)$$

Substituindo (111) e (112) em (108), obtém-se:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{L_x^m} \cdot \left[ \tilde{\Psi}_x^{sd}(s) - \tilde{L}_x^s \cdot I_x^{sd}(s) \right] + s \left\{ L_x^m \cdot I_x^{rd'}(s) + \frac{\tilde{L}_x^{r'}}{L_x^m} \cdot \left[ \tilde{\Psi}_x^{sd}(s) - \tilde{L}_x^s \cdot I_x^{sd}(s) \right] \right\} \\ 0 &= I_x^{sd}(s) \cdot \left[ s \left( L_x^m - \frac{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'}}{L_x^m} \right) - \frac{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{R}_x^{r'}}{L_x^m} \right] + \Psi_x^{sd}(s) \cdot \left( s \frac{\tilde{L}_x^{r'}}{L_x^m} + \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{L_x^m} \right) \\ \Psi_x^{sd}(s) &= I_x^{sd}(s) \cdot \frac{s \left( \tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'} - L_x^{m2} \right) + \tilde{L}_x^s \cdot \tilde{R}_x^{r'}}{s\tilde{L}_x^{r'} + \tilde{R}_x^{r'}} \quad (113) \end{aligned}$$

Inserindo a última expressão em (107), obtém-se:

$$\begin{aligned}
V_x^{sd}(s) &= \tilde{R}^s \cdot I_x^{sd}(s) + s I_x^{sd}(s) \cdot \frac{s \left( \tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'} - L_x^{m2} \right) + \tilde{L}_x^s \cdot \tilde{R}_x^{r'}}{s \tilde{L}_x^r + \tilde{R}_x^{r'}} \\
V_x^{sd}(s) &= I_x^{sd}(s) \cdot \left[ \frac{\tilde{R}^s \cdot \left( s \tilde{L}_x^{r'} + \tilde{R}_x^{r'} \right) + s^2 \left( \tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^r - L_x^{m2} \right) + s \tilde{L}_x^s \cdot \tilde{R}_x^{r'}}{s \tilde{L}_x^{r'} + \tilde{R}_x^{r'}} \right] \\
V_x^{sd}(s) &= I_x^{sd}(s) \cdot \frac{s^2 + s \left( \frac{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{R}_x^{r'} + \tilde{L}_x^{r'} \cdot \tilde{R}^s}{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'} - L_x^{m2}} \right) + \frac{\tilde{R}^s \cdot \tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'} - L_x^{m2}}}{\left( \frac{\tilde{L}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'} - L_x^{m2}} \right) \cdot \left( s + \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^{r'}} \right)} \quad (114)
\end{aligned}$$

A função de transferência é, portanto:

$$\frac{I_x^{sd}(s)}{V_x^{sd}(s)} = G_x(s) = \frac{\left( \frac{\tilde{L}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'} - L_x^{m2}} \right) \cdot \left( s + \frac{\tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^{r'}} \right)}{s^2 + s \left( \frac{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{R}_x^{r'} + \tilde{L}_x^{r'} \cdot \tilde{R}^s}{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'} - L_x^{m2}} \right) + \frac{\tilde{R}^s \cdot \tilde{R}_x^{r'}}{\tilde{L}_x^s \cdot \tilde{L}_x^{r'} - L_x^{m2}}} \quad (115)$$

Nota-se que a função de transferência obtida representa fisicamente o comportamento dinâmico da admitância da componente do eixo  $d$  do estator para a componente de sequência  $x$  quando a máquina de indução pentafásica é submetida a um degrau de tensão com o rotor parado. Adicionalmente, nota-se que (115) apresenta um zero e dois polos, tratando-se portanto de um sistema de segunda ordem. Reitera-se que, embora existam diversas possibilidades de definição de funções de transferência para a máquina de indução pentafásica com o rotor parado, a função de transferência dada por (115) é bastante conveniente para fins de estimação de parâmetros pois exige apenas medições das tensões e correntes do estator, as quais podem ser facilmente realizadas.

## 4.2 Estimação dos Parâmetros a Partir da Identificação da Função de Transferência

A função de transferência da componente de sequência  $x$ , descrita por (115), pode ser representada de forma genérica como:

$$G_x(s) = \frac{s n_{1,x} + n_{2,x}}{s^2 + s d_{1,x} + d_{2,x}}. \quad (116)$$

A partir das medições da corrente do estator correspondente à aplicação de uma determinada tensão à máquina com o rotor em repouso, é possível determinar os coeficientes  $n_{1,x}$ ,  $n_{2,x}$ ,  $d_{1,x}$  e  $d_{2,x}$  de (116) através de algum dos diversos métodos de identificação de funções de transferência disponíveis na literatura. Após a identificação dos coeficientes da função de transferência, os parâmetros da máquina podem ser obtidos através da

comparação entre (116) e (115), obtendo-se as seguintes relações:

$$\tilde{R}^s = \frac{d_{2,x}}{n_{2,x}} \quad (117)$$

$$\tilde{L}_x^s = \frac{d_{2,x}}{n_{2,x}} \left( \frac{d_{1,x}}{d_{2,x}} - \frac{n_{1,x}}{n_{2,x}} \right) \quad (118)$$

$$\frac{\tilde{L}_x^{r'}}{\tilde{R}_x^{r'}} = \frac{n_{1,x}}{n_{2,x}} \quad (119)$$

$$\frac{L_x^{m2}}{\tilde{L}_x^{r'}} = \frac{d_{2,x}}{n_{2,x}} \left( \frac{d_{1,x}}{d_{2,x}} - \frac{n_{1,x}}{n_{2,x}} - \frac{n_{2,x}}{n_{1,x} \cdot d_{2,x}} \right). \quad (120)$$

Nota-se que apenas  $\tilde{R}^s$  e  $\tilde{L}_x^s$  podem ser estimados separadamente. Já os demais parâmetros não podem ser estimados de forma direta, sendo obtidas apenas relações matemáticas entre os mesmos. Desta forma, são propostos dois procedimentos para a determinação destes parâmetros: no primeiro, utiliza-se um fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão do estator e do rotor do circuito fundamental; no segundo, é realizado um ensaio adicional com quatro fases abertas para determinação da indutância de dispersão do estator. Ambos os procedimentos são descritos na sequência.

#### 4.2.1 Uso de fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão

Neste procedimento, supõe-se a existência de um fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão do estator e do rotor do circuito fundamental,  $K_\delta$ , de forma similar ao adotado em máquinas de indução trifásicas. Neste caso, tem-se que:

$$L_1^{\delta s} = K_\delta \cdot L_1^{\delta r'}. \quad (121)$$

Uma vez que foi assumido que os parâmetros do rotor foram refletidos ao estator, as indutâncias  $\tilde{L}_1^r$  e  $\tilde{L}_1^s$  podem ser reescritas como:

$$\tilde{L}_1^s = L_1^m + L_1^{\delta s} \quad (122)$$

$$\tilde{L}_1^r = L_1^m + L_1^{\delta r'}. \quad (123)$$

Inserindo (121) em (122), obtém-se:

$$\tilde{L}_1^s = L_1^m + K_\delta \cdot L_1^{\delta r'}. \quad (124)$$

Em se tratando de máquinas de indução trifásicas, o valor do fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão é dado por normas técnicas e varia de acordo com a categoria da máquina (IEEE, 2018). Em comparação, não existem normas similares para máquinas de indução pentafásicas, não havendo portanto nenhum procedimento padrão para a obtenção de  $K_\delta$ . Uma possibilidade é a utilização de valores normalizados para máquinas de indução trifásicas de classe semelhante à da máquina de indução pentafásica da qual se deseja estimar os parâmetros.

Assumindo que a indutância de dispersão do estator do circuito de terceiro harmônico é idêntica à indutância de dispersão do circuito fundamental (PEREIRA et al., 2006; LEVI, 2008), tem-se que:

$$L_3^{\delta s} = L_1^{\delta s}. \quad (125)$$

A partir de (123)-(124) e definindo as constantes

$$a_x = \frac{d_{2,x}}{n_{2,x}} \left( \frac{d_{1,x}}{d_{2,x}} - \frac{n_{1,x}}{n_{2,x}} \right) \quad (126)$$

$$b_x = \frac{n_{1,x}}{n_{2,x}} \quad (127)$$

$$c_x = \frac{d_{2,x}}{n_{2,x}} \left( \frac{d_{1,x}}{d_{2,x}} - \frac{n_{1,x}}{n_{2,x}} - \frac{n_{2,x}}{n_{1,x} \cdot d_{2,x}} \right), \quad (128)$$

pode-se reescrever (118)-(120) da seguinte forma:

$$a_x = L_x^m + K_\delta \cdot L_x^{\delta r'} \quad (129)$$

$$b_x = \frac{L_x^m + L_x^{\delta r'}}{\tilde{R}_x^{r'}} \quad (130)$$

$$c_x = \frac{L_x^{m2}}{L_x^m + L_x^{\delta r'}}. \quad (131)$$

Isolando-se  $L_x^m$  em (129) e inserindo-o em (131), para o circuito fundamental, onde  $x = 1$ , tem-se:

$$c_1 = \frac{(a_1 - K_\delta \cdot L_1^{\delta r'})^2}{a_1 + L_1^{\delta r'} (1 - K_\delta)}. \quad (132)$$

A última expressão pode ser manipulada para se obter a expressão dada a seguir.

$$L_1^{\delta r'^2} + \left[ \frac{c_1 (K_\delta - 1)}{K_\delta^2} - \frac{2a_1}{K_\delta} \right] \cdot L_1^{\delta r'} + \frac{a_1^2 - a_1 \cdot c_1}{K_\delta^2} = 0 \quad (133)$$

Existem duas soluções analíticas para (133), as quais seguem abaixo.

$$L_{1,a}^{\delta r'} = \frac{\left[ \frac{c_1 (1 - K_\delta)}{K_\delta^2} + \frac{2a_1}{K_\delta} \right] + \sqrt{\left[ \frac{c_1 (K_\delta - 1)}{K_\delta^2} - \frac{2a_1}{K_\delta} \right]^2 - 4 \left( \frac{a_1^2 - a_1 \cdot c_1}{K_\delta^2} \right)}}{2} \quad (134)$$

$$L_{1,b}^{\delta r'} = \frac{\left[ \frac{c_1 (1 - K_\delta)}{K_\delta^2} + \frac{2a_1}{K_\delta} \right] - \sqrt{\left[ \frac{c_1 (K_\delta - 1)}{K_\delta^2} - \frac{2a_1}{K_\delta} \right]^2 - 4 \left( \frac{a_1^2 - a_1 \cdot c_1}{K_\delta^2} \right)}}{2} \quad (135)$$

Embora tanto (134) quanto (135) estejam matematicamente corretas, apenas a solução  $L_{1,b}^{\delta r'}$  permite que se obtenha um conjunto de parâmetros fisicamente factível. Desta forma, tem-se que:

$$L_1^{\delta r'} = L_{1,b}^{\delta r'} \quad (136)$$

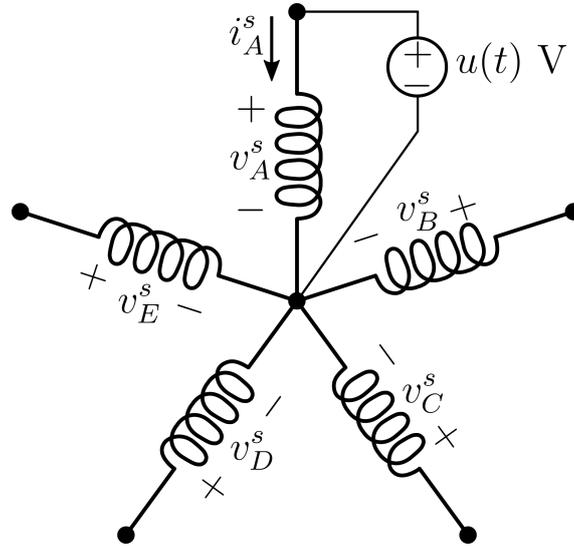
Os demais parâmetros do circuito fundamental são determinados inserindo (136) em (121), (129) e (130), resultando nas expressões que seguem.

$$L_1^{\delta s} = K_\delta \cdot L_1^{\delta r'} \quad (137)$$

$$L_1^m = a_1 - K_\delta \cdot L_1^{\delta r'} \quad (138)$$

$$\tilde{R}_1^{r'} = \frac{L_1^m + L_1^{\delta r'}}{b_1} \quad (139)$$

Figura 23 – Ensaio adicional para a estimação de  $L_1^{\delta s}$ .



Fonte: o autor (2021).

Para o terceiro harmônico ( $x = 3$ ), os parâmetros são obtidos inserindo  $L_1^{\delta s}$  e (125) em (129), (130) e (131), conforme mostrado abaixo.

$$L_3^{\delta s} = L_1^{\delta s} \quad (140)$$

$$L_3^m = a_3 - L_3^{\delta s} \quad (141)$$

$$L_3^{\delta r'} = \frac{(a_3 - L_3^{\delta s})^2}{c_3} - a_3 + L_3^{\delta s} \quad (142)$$

$$\tilde{R}_3^{r'} = \frac{a_3 - L_3^{\delta s} + L_3^{\delta r'}}{b_3} \quad (143)$$

Nota-se que ao se optar por este procedimento, apenas um ensaio é necessário para estimar todos os parâmetros elétricos da máquina de indução pentafásica, tornando-o uma potencial alternativa para utilização em sistemas de autocomissionamento.

#### 4.2.2 Ensaio adicional de fase aberta

O segundo procedimento proposto envolve a realização de um ensaio adicional, onde a fase A do estator é alimentada enquanto as demais fases são mantidas em aberto. O objetivo é determinar a indutância de dispersão do estator a partir das tensões induzidas nos enrolamentos. A Figura 23 ilustra este ensaio.

O procedimento é baseado nas equações gerais da máquina de indução pentafásica, as quais são descritas em (PEREIRA et al., 2004a,b, 2006).

$$[v]^s = [R]^s [i]^s + \frac{d[\psi]^s}{dt} \quad (144)$$

$$[0] = [R]^r [i]^r + \frac{d[\psi]^r}{dt} \quad (145)$$

$$[\psi]^s = [L]^{ss} [i]^s + [L]^{sr} [i]^r \quad (146)$$

$$[\psi]^r = [L]^{rs} [i]^s + [L]^{rr} [i]^r. \quad (147)$$

Nas expressões anteriores,  $[v]^s = [v_A^s \ v_B^s \ v_C^s \ v_D^s \ v_E^s]^T$  são as tensões de fase do estator;  $[i]^s = [i_A^s \ i_B^s \ i_C^s \ i_D^s \ i_E^s]^T$  e  $[i]^r = [i_A^r \ i_B^r \ \dots \ i_N^r]^T$  são, respectivamente, as correntes de fase do estator e do rotor, sendo  $N$  o número de fases do rotor;  $[\psi]^s = [\psi_A^s \ \psi_B^s \ \psi_C^s \ \psi_D^s \ \psi_E^s]^T$  e  $[\psi]^r = [\psi_A^r \ \psi_B^r \ \dots \ \psi_N^r]^T$  representam, respectivamente, os fluxos do estator e do rotor. As matrizes de indutâncias mútuas,  $[L]^{sr}$  e  $[L]^{rs}$ , bem como a matriz das resistências do rotor,  $[R]^r$ , não são utilizadas no procedimento aqui proposto, portanto não serão detalhadas. A matriz das resistências do estator é dada por:

$$[R]^s = \begin{bmatrix} R^s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R^s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R^s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R^s \end{bmatrix}. \quad (148)$$

Na última expressão,  $R_s$  é a resistência de uma fase do estator. A matriz das indutâncias do estator,  $[L]^{ss}$ , pode ser escrita como  $[L]^{ss} = [L]_h^{ss} + [L]_\delta^{ss}$ , onde  $[L]_h^{ss}$  e  $[L]_\delta^{ss}$  são:

$$[L]_h^{ss} = \begin{bmatrix} L_{AA}^{hs} & L_{AB}^{hs} & L_{AC}^{hs} & L_{AD}^{hs} & L_{AE}^{hs} \\ L_{BA}^{hs} & L_{BB}^{hs} & L_{BC}^{hs} & L_{BD}^{hs} & L_{BE}^{hs} \\ L_{CA}^{hs} & L_{CB}^{hs} & L_{CC}^{hs} & L_{CD}^{hs} & L_{CE}^{hs} \\ L_{DA}^{hs} & L_{DB}^{hs} & L_{DC}^{hs} & L_{DD}^{hs} & L_{DE}^{hs} \\ L_{EA}^{hs} & L_{EB}^{hs} & L_{EC}^{hs} & L_{ED}^{hs} & L_{EE}^{hs} \end{bmatrix} \quad (149)$$

$$[L]_\delta^{ss} = \begin{bmatrix} L_s^\delta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s^\delta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_s^\delta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_s^\delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_s^\delta \end{bmatrix}. \quad (150)$$

Nas últimas expressões,  $L_s^\delta$  é a indutância de dispersão do estator, a qual é assumida idêntica para todos os circuitos harmônicos (PEREIRA et al., 2006; LEVI, 2008), e  $L_{jk}^{hs}$  é a indutância mútua entre as fases  $k$  e  $j$ , cujos eixos estão distantes de  $\alpha_{jk}$  graus elétricos.

$$L_{jk}^{hs} = \sum_{n=1}^{\infty} \widehat{L}_n^{ss} \cos(n \alpha_{jk}) \quad (151)$$

Na expressão anterior,  $\widehat{L}_n^{ss}$  representa o valor máximo da indutância para o harmônico de ordem  $n$ . Uma vez que  $i_B^s = i_C^s = i_D^s = i_E^s = 0$  e  $[i]^r = [0]$  em regime permanente, considerando (151) com  $n \in \{1,3\}$ , pode-se reescrever (146) conforme segue.

$$\psi_A^s = \left( \widehat{L}_1^{ss} + \widehat{L}_3^{ss} + L_s^\delta \right) i_A^s \quad (152)$$

$$\psi_B^s = \left[ \widehat{L}_1^{ss} \cdot \cos\left(\frac{-2\pi}{5}\right) + \widehat{L}_3^{ss} \cdot \cos\left(\frac{-6\pi}{5}\right) \right] i_A^s \quad (153)$$

$$\psi_C^s = \left[ \widehat{L}_1^{ss} \cdot \cos\left(\frac{-4\pi}{5}\right) + \widehat{L}_3^{ss} \cdot \cos\left(\frac{-12\pi}{5}\right) \right] i_A^s \quad (154)$$

$$\psi_D^s = \left[ \widehat{L}_1^{ss} \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + \widehat{L}_3^{ss} \cdot \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) \right] i_A^s \quad (155)$$

$$\psi_E^s = \left[ \widehat{L}_1^{ss} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + \widehat{L}_3^{ss} \cdot \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \right] i_A^s \quad (156)$$

Considerando a paridade da função cosseno e a simetria dos enrolamentos do estator, obtêm-se três equações linearmente independentes a partir de (152)-(156). Uma vez que  $\psi_E^s = \psi_B^s$  e  $\psi_D^s = \psi_C^s$  devido à simetria dos enrolamentos do estator, pode-se expressar as equações (153)-(154) para o instante de tempo  $t_0$  conforme segue.

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & 0 \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \widehat{L}_1^{ss} \\ \widehat{L}_3^{ss} \\ L_s^\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\psi_A^s(t_0)}{i_A^s(t_0)} \\ \frac{\psi_B^s(t_0)}{i_B^s(t_0)} \\ \frac{\psi_C^s(t_0)}{i_C^s(t_0)} \end{bmatrix} \quad (157)$$

O sistema de equações dado por (157) é válido desde que  $t_0$  seja suficientemente longo para que o regime permanente seja atingido, implicando em  $[i]^r = [0]$ . Neste caso,  $\psi_A^s(t_0)$ ,  $\psi_B^s(t_0)$  e  $\psi_C^s(t_0)$  são obtidos de (144) e de medições de  $i_A^s$ ,  $v_A^s$ ,  $v_B^s$  e  $v_C^s$  conforme segue.

$$\psi_A^s(t_0) = \int_0^{t_0} [v_A^s(\tau) - R^s i_A^s(\tau)] d\tau \quad (158)$$

$$\psi_B^s(t_0) = \int_0^{t_0} v_B^s(\tau) d\tau \quad (159)$$

$$\psi_C^s(t_0) = \int_0^{t_0} v_C^s(\tau) d\tau \quad (160)$$

Por fim, a estimativa da indutância de dispersão do estator,  $L_x^{\delta s} = L_x^\delta$ , é obtida a partir da solução de (157).

Os demais parâmetros são estimados de  $L_x^{\delta s}$  e (118)-(120) conforme segue.

$$L_x^m = \frac{d_{2,x}}{n_{2,x}} \left( \frac{d_{1,x}}{d_{2,x}} - \frac{n_{1,x}}{n_{2,x}} \right) - L_x^{\delta s} \quad (161)$$

$$L_x^{\delta r'} = \left[ \frac{d_{2,x}}{n_{2,x} \cdot L_x^{m2}} \left( \frac{d_{1,x}}{d_{2,x}} - \frac{n_{1,x}}{n_{2,x}} - \frac{n_{2,x}}{n_{1,x} \cdot d_{2,x}} \right) \right]^{-1} - L_x^m \quad (162)$$

$$R_x^{r'} = \frac{n_{2,x}}{n_{1,x}} \left( L_x^m + L_x^{\delta r'} \right) \quad (163)$$

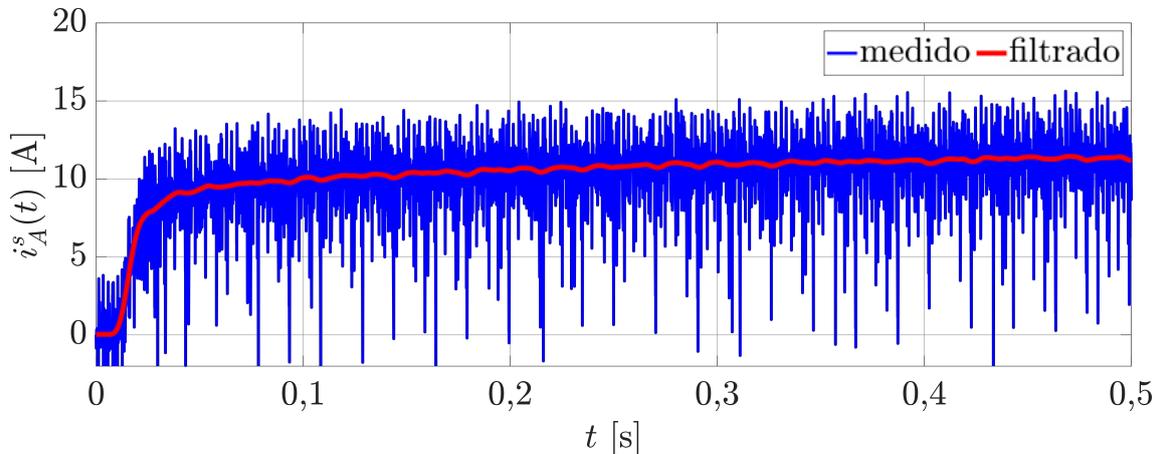
### 4.3 Aspectos Práticos da Implementação do Método Proposto

Nesta seção são discutidos aspectos práticos da implementação do método apresentado neste capítulo, tais como filtragem e tratamento dos dados experimentais, identificação da função de transferência  $G_x(s)$ , realização dos ensaios e o impacto da saturação magnética nos resultados de estimação. Ao final da seção, é apresentado o fluxograma do método.

#### 4.3.1 Filtragem e tratamento dos dados experimentais

Uma vez que o método de estimação proposto neste capítulo utiliza dados experimentais para estimar os parâmetros da máquinas de indução pentafásicas, os mesmos devem ser filtrados e condicionados de forma a mitigar o ruído e demais não idealidades introduzidas pelo processo de aquisição de dados. Por outro lado, deve-se ter cuidado ao definir a topologia do filtro de forma a evitar que sejam introduzidas distorções às medições das grandezas. Desta forma, após a análise e teste de diversas topologias, decidiu-se

Figura 24 – Corrente da fase A do estator obtida no ensaio com degrau de tensão (protótipo de 4,5 kW).



Fonte: o autor (2021).

pela utilização de um filtro digital de Resposta ao Impulso de Duração Infinita (filtro IIR) passa-baixas de ordem 4 e fase zero (OPPENHEIM; SCHAFER, 2011) com frequência de corte igual a 50 Hz. Este tipo de filtro com as características citadas foi o que demonstrou os melhores resultados entre todas as alternativas avaliadas. De forma a ilustrar o efeito deste filtro, a Figura 24 mostra o resultado da filtragem da corrente da fase A do estator obtida em um ensaio com o protótipo #m1.

#### 4.3.2 Identificação de $G_x(s)$

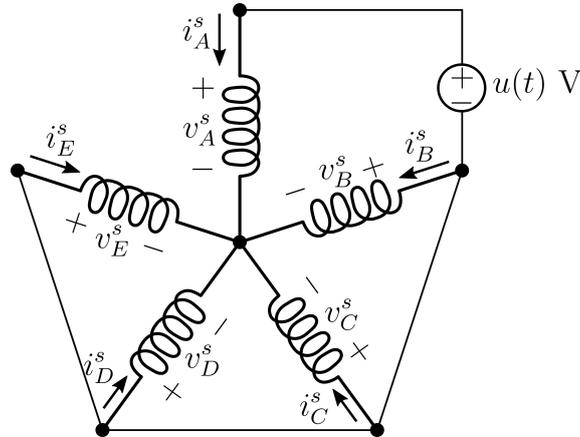
Uma vez que o número de zeros e polos de  $G_x(s)$  é conhecido, a determinação dos mesmos é considerado um problema de identificação do tipo caixa-branca. Existem inúmeras formas de resolver este tipo de problema, tais como métodos baseados em Regressão Linear e Mínimos Quadrados (LJUNG, 1999). Todos os resultados mostrados neste capítulo foram obtidos através da função *tfest* do *MATLAB*<sup>®</sup>, a qual implementa um algoritmo de mínimos quadrados não linear baseado no método de região de confiança refletiva (COLEMAN; LI, 1996, 1994).

#### 4.3.3 Realização dos ensaios

Teoricamente, a identificação de funções de transferência exige a aplicação de sinais de entradas capazes de excitar todos os modos do sistema. Entre as diversas possibilidades existentes, optou-se pelo uso de degraus de tensão dada a facilidade de aplicação deste tipo de sinal, bem como por este tipo de entrada possuir o grau de persistência de excitação necessário para determinar o ganho estático e as constantes de tempo dominantes de  $G_x(s)$  (LJUNG, 1999).

Outro aspecto importante quanto ao ensaio é a necessidade de imposição de  $v_B^s = v_E^s$  e  $v_C^s = v_D^s$  para garantir que nenhum torque seja produzido, resultando em  $\omega_x = 0$ . Uma das formas de garantir este requisito é alimentando a fase A e conectando as demais fases ao terminal negativo da fonte de alimentação, conforme mostrado na Figura 25. Além da facilidade de montagem e execução, optou-se por este arranjo para minimizar o sobrea-

Figura 25 – Arranjo usado para a execução do ensaio com degrau de tensão.



Fonte: o autor (2021).

quecimento do motor, uma vez que a corrente que entra na fase A flui pelas demais fases mantendo a mesma amplitude. Outra vantagem deste arranjo é a necessidade de apenas duas medições de tensão e duas medições de corrente, dado que  $v_B^s = v_C^s = v_D^s = v_E^s$  e  $i_B^s = i_E^s$  e  $i_C^s = i_D^s$  devido à simetria dos enrolamentos do estator.

#### 4.3.4 Impacto da Saturação sobre os Parâmetros

O modelo descrito no Capítulo 2 considera que todos os parâmetros são obtidos a partir de um determinado nível de saturação das partes ferromagnéticas da máquina, não sendo assegurada sua validade em outros níveis de saturação. Além de impactar no valor das indutâncias, a saturação magnética também produz conteúdo harmônico na indução do entreferro, influenciando as perdas joule e as perdas magnéticas. Assim, para garantir que os parâmetros sejam estimados considerando o nível de saturação observado na operação nominal da máquina, a amplitude do degrau de tensão utilizado no ensaio deve ser criteriosamente escolhida. Este nível de saturação relacionado à operação nominal pode ser associado com o valor máximo da indução na coroa do estator,  $B_c$ , o qual é proporcional à corrente em vazio,  $I_0$ , conforme segue.

$$B_c \propto \frac{5}{2} \cdot I_0 \cdot \sqrt{2} \quad (164)$$

Dado que, no ensaio proposto, a corrente em regime permanente depende apenas da tensão e da resistência do estator, a amplitude do degrau de tensão que produz o nível de saturação nominal,  $V_{op}$ , é calculado de forma aproximada conforme segue.

$$V_{op} \cong \frac{5}{2} \cdot \tilde{R}^s \cdot I_0 \cdot \sqrt{2} \quad (165)$$

A dedução de (164) e (165) encontra-se no Apêndice B. Para confirmar a validade de (165), foram realizadas simulações do protótipo #m1 através do Método dos Elementos Finitos utilizando o *software ANSYS Electronics*<sup>®</sup>. Dados detalhados sobre a simulação, tais como a malha utilizada, a curva de magnetização do material das chapas e demais informações relevantes da simulação são apresentados no Apêndice C. A Figura 26 mostra o modelo do protótipo juntamente com as seções utilizadas para cálculo do módulo

Figura 26 – Modelo do protótipo analisado no *ANSYS Electronics*<sup>®</sup> e seções utilizadas para cálculo do módulo da indução.

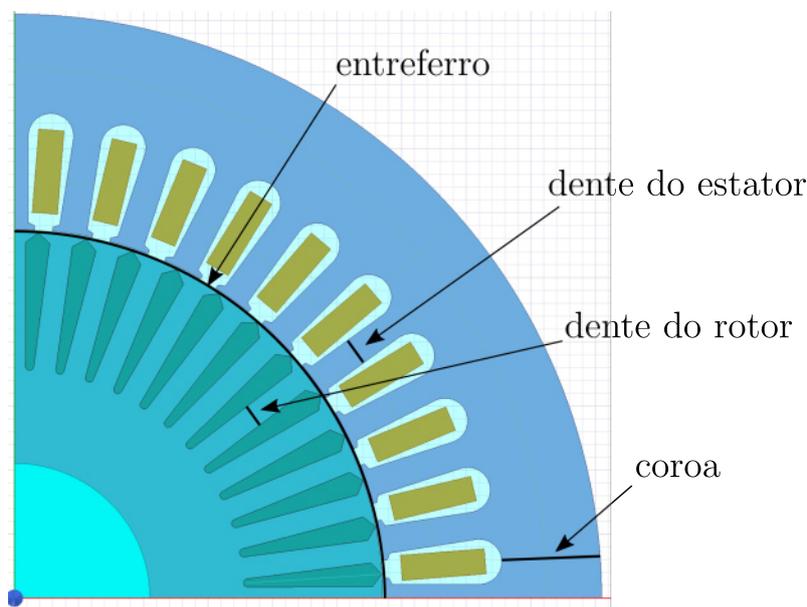
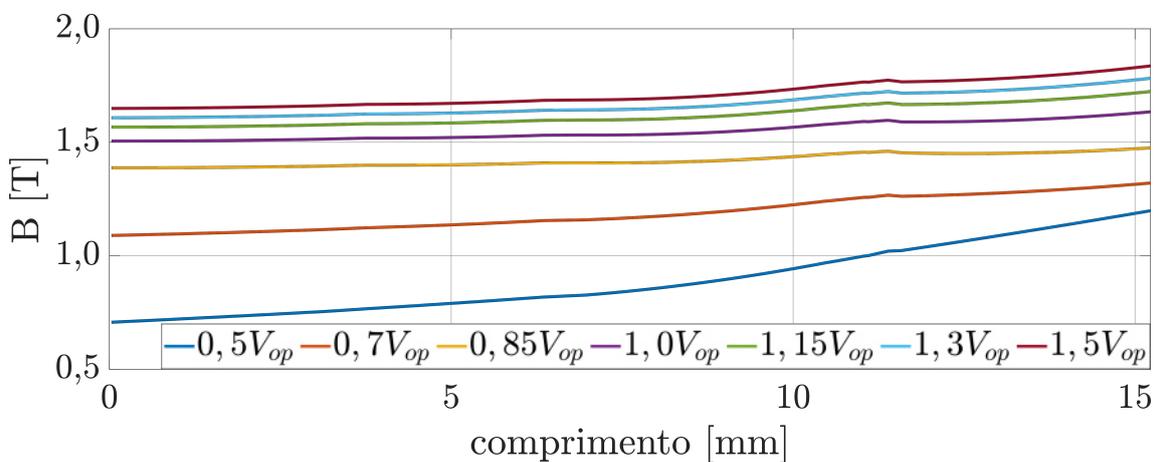


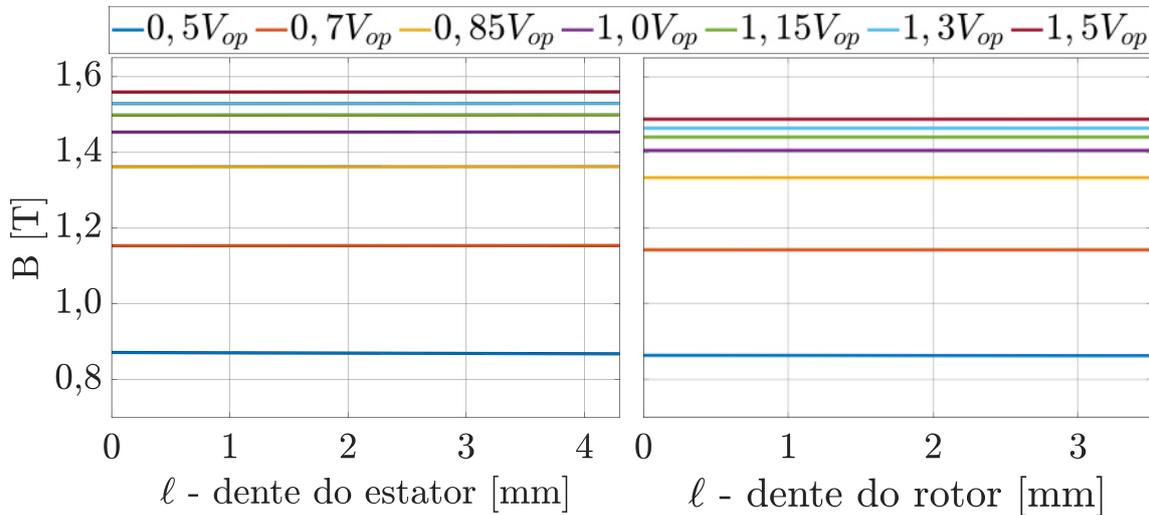
Figura 27 – Resultados obtidos com Elementos Finitos para o módulo da indução na coroa do estator para diferentes tensões.



Fonte: o autor (2021).

das induções. Analisou-se a distribuição da indução usando degraus de tensão com amplitudes entre 50% e 150% daquela obtida através de (165). Na Figura 27, é mostrado o módulo da indução na seção da coroa indicada na Figura 26, enquanto a Figura 28 apresenta os módulos das induções através das seções indicadas dos dentes do estator e do rotor. Verifica-se que a saturação nos dentes do estator é maior do que aquela produzida nos dentes do rotor para uma mesma tensão. Os resultados apresentados nas Figuras 27 e 28 indicam que quanto maior for a tensão de entrada, maior será o nível de saturação da máquina, confirmando a necessidade de utilizar tensões com amplitudes adequadas para

Figura 28 – Resultados obtidos com Elementos Finitos para o módulo da indução nos dentes do estator (esquerda) e nos dentes do rotor (direita) em função do comprimento  $\ell$  da seção mostrada na Figura 26 para diferentes tensões.



Fonte: o autor (2021).

Tabela 6 – Componente fundamental do fluxo do entreferro obtido com Elementos Finitos.

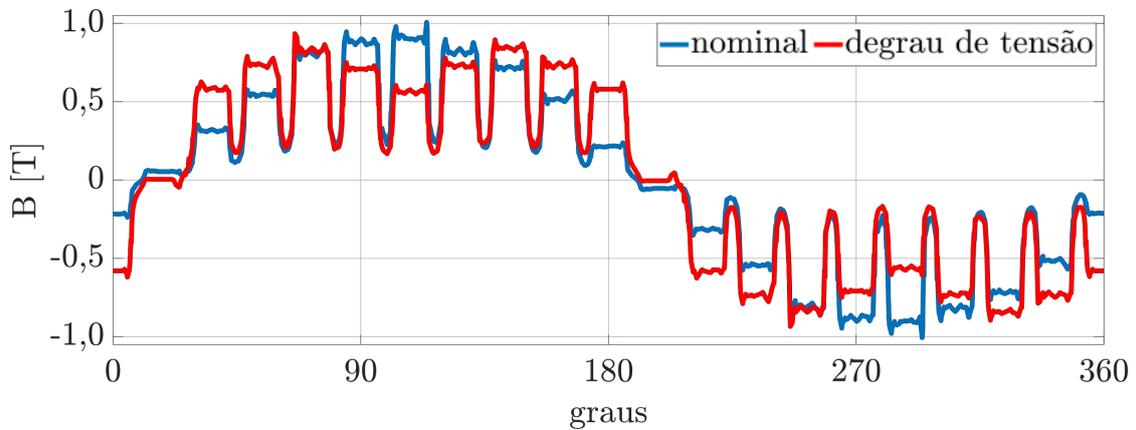
$v/V_{op}^1$	<b>0,50</b>	<b>0,70</b>	<b>0,85</b>	<b>1,00</b>	<b>1,15</b>	<b>1,30</b>	<b>1,50</b>
<b>fluxo (mWb)</b>	3,38	4,50	5,40	5,89	6,13	6,34	6,51
<b>diferença (%)</b>	43,6	24,9	9,9	1,7	-2,2	-5,8	-8,6

<sup>1</sup> $v$ - tensão aplicada;  $V_{op}$ - degrau que produz o fluxo nominal

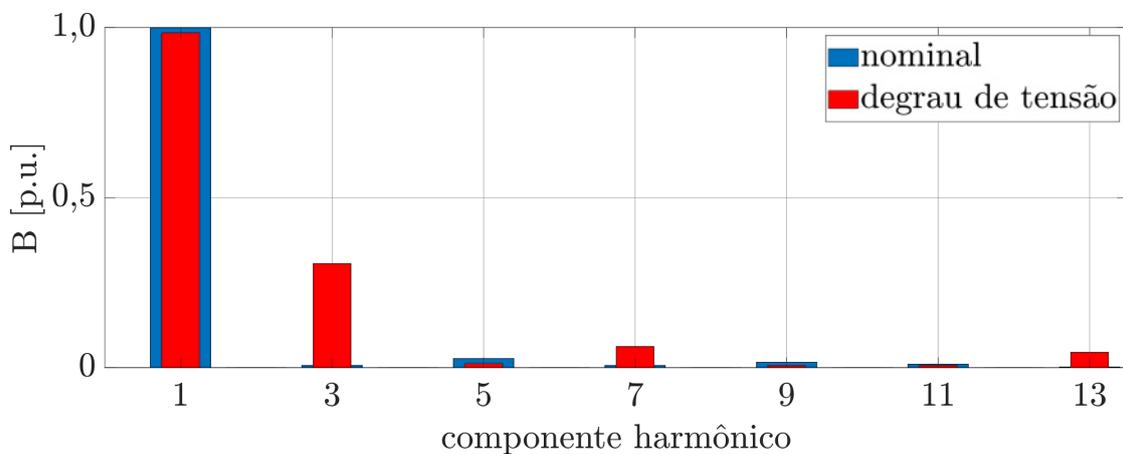
estimar os parâmetros com o nível de saturação observado na operação nominal. Estes resultados também sugerem a possibilidade de verificar o impacto da saturação nos parâmetros quando os mesmos forem estimados utilizando o método descrito neste capítulo, uma vez que para cada amplitude de tensão, haverá um certo nível de saturação magnética associado.

Na Tabela 6 é apresentada uma comparação entre a componente fundamental do fluxo através do entreferro na operação senoidal nominal com o fluxo obtido através de degraus de tensão com diversas amplitudes, sendo todos estes resultados obtidos através do Método dos Elementos Finitos. A terceira linha da tabela mostra a diferença percentual entre os fluxos, sendo adotado o fluxo da operação nominal como referência. A coluna 5 da Tabela 6 mostra que o fluxo obtido com um degrau de amplitude  $V_{op}$  difere apenas em 1,7% do fluxo nominal, confirmando a validade de (165) para a determinação da tensão necessária para obtenção do fluxo observado na operação nominal da máquina. Adicionalmente, a Figura 29 mostra o componente radial da indução no entreferro obtido na operação nominal da máquina em comparação com a indução observada no ensaio com degrau de tensão cuja amplitude é  $V_{op}$ , enquanto a Figura 30b apresenta o conteúdo harmônico destas induções. Analisando estas figuras, nota-se que a componente fundamental da indução de ambos os casos é muito similar, corroborando a validade de (165). Ainda, a Figura 30b mostra que o ensaio com degrau de tensão de amplitude  $V_{op}$  origina uma onda de terceiro

Figura 29 – Indução no entreferro sob um par de polos.



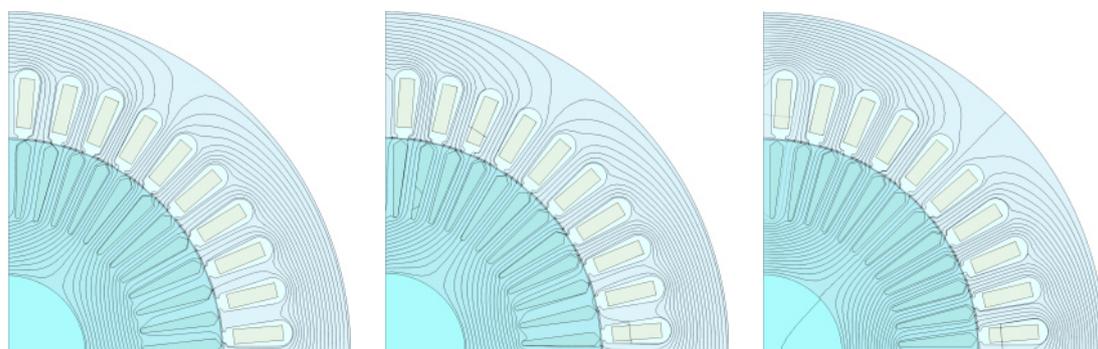
(a) componente radial da indução no entreferro



(b) conteúdo harmônico normalizado pelo componente fundamental

Fonte: o autor (2021).

Figura 30 – Linhas de fluxo magnético obtidas com Elementos Finitos.



(a) senoidal

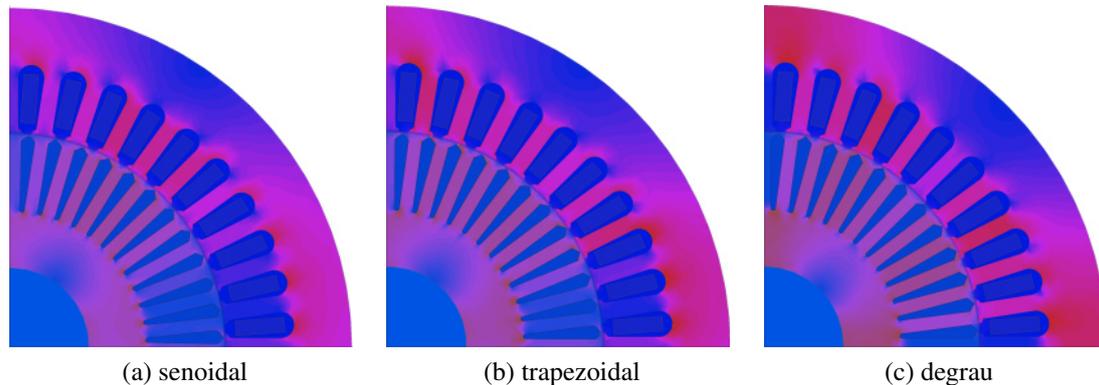
(b) trapezoidal

(c) degrau

Fonte: o autor (2021).

harmônico na indução de aproximadamente um terço da onda fundamental; este resultado atesta que o método proposto é capaz de estimar os parâmetros tanto do circuito funda-

Figura 31 – Magnitudes da indução obtidas com Elementos Finitos.



Fonte: o autor (2021).

mental quanto do circuito de terceiro harmônico utilizando o mesmo ensaio. A Figura 31a apresenta as linhas de fluxo magnético obtidas com tensões senoidais nominais, enquanto a Figura 31b mostra as linhas de fluxo obtidas com tensões trapezoidais contendo um componente de terceiro harmônico equivalente a 15% da componente fundamental e a Figura 31c apresenta as linhas de fluxo observadas com o degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ . Verifica-se que a distribuição do fluxo é semelhante para as três tensões aplicadas, especialmente nos casos da tensão trapezoidal e do degrau de tensão, confirmando que o ensaio com degrau é uma alternativa viável para a estimação dos parâmetros da máquina de indução pentafásica. Já Figura 31 mostra as magnitudes da indução obtidas para os mesmos três casos, levando a conclusão semelhante dada a similaridade entre o caso da tensão trapezoidal (Figura 32b) e do degrau de tensão de tensão (Figura 32c).

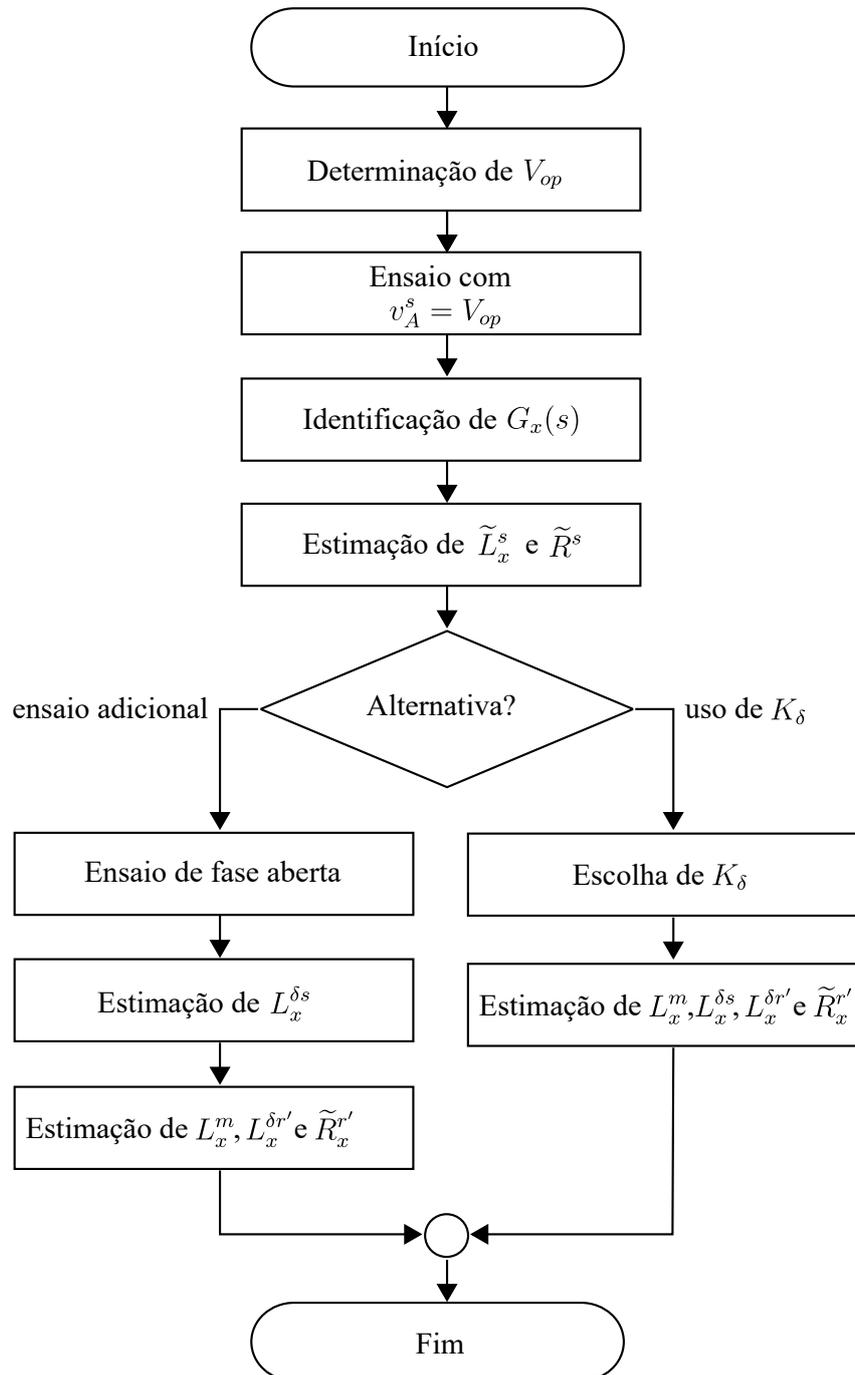
#### 4.3.5 Resumo e Fluxograma do Método

Conforme visto nas subseções anteriores, o resultado da estimação é influenciado por diversos aspectos, com destaque para a amplitude do degrau de tensão utilizado no ensaio e a alternativa escolhida para a estimação de  $L_x^{\delta s}$ ,  $L_x^{\delta r'}$  e  $\tilde{R}_x^{r'}$ . Inicialmente, deve-se determinar a amplitude do degrau de tensão que produza a mesma saturação observada na operação nominal, dada por (165). Após, aplica-se o degrau de tensão e identifica-se os coeficientes da função de transferência  $G_x(s)$ , a partir dos quais estimam-se  $\tilde{R}_x^s$  e  $\tilde{L}_x^s$ . Por fim, deve-se escolher qual das alternativas será utilizada na estimação de  $L_x^{\delta s}$ ,  $L_x^{\delta r'}$  e  $\tilde{R}_x^{r'}$ : o uso de um fator de distribuição entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental ou a realização de um ensaio adicional para a determinação de  $L_x^{\delta s}$ . O fluxograma mostrado na Figura 32 sumariza os passos necessários para a aplicação do método proposto neste capítulo.

## 4.4 Resultados e Validação Experimental

Nesta seção, são apresentados os resultados e a validação experimental do método baseado na resposta ao degrau de tensão envolvendo os protótipos #m1 e #m2, cujas características principais são mostrados no Apêndice A. Os degraus de tensão dos ensaios foram gerados utilizando um conversor estático CC-CC de topologia *buck*. Os parâmetros de ambos os protótipos foram estimados a partir de ensaios com aplicação de degraus de

Figura 32 – Fluxograma do método baseado na resposta ao degrau de tensão.



Fonte: o autor (2021).

tensão de amplitude igual a aproximadamente  $0,5 V_{op}$ ,  $0,7 V_{op}$ ,  $0,85 V_{op}$  e  $V_{op}$ , de forma a verificar o impacto da saturação magnética nos resultados, em especial nas estimativas das indutâncias de magnetização e de dispersão por serem os parâmetros mais afetados pelo nível de saturação das partes ferromagnéticas em máquinas de indução (KLAES, 1993; PERETTI; ZIGLIOTTO, 2012; CARRARO; ZIGLIOTTO, 2014). Evitou-se a realização de ensaios com tensão superior a  $V_{op}$  para minimizar o risco de danos aos enrolamentos

dos protótipos, uma vez que não há ventilação devido ao rotor permanecer em repouso durante os ensaios.

Assim, os parâmetros de #m1 e #m2 foram estimados para os diferentes degraus de tensão através da utilização do ensaio adicional para estimação da indutância de dispersão do estator. No caso da alternativa de utilização do fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental, a fim de realizar ensaios adicionais, os parâmetros foram estimados apenas através do ensaio com degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ . Justifica-se esta escolha por ainda não haver estudos sobre a determinação deste fator de proporcionalidade no caso de máquinas de indução pentafásicas, tampouco existe informação confiável sobre a variação deste fator em função do nível de saturação magnética, a qual ocorre e deve ser considerada no caso de máquinas de indução trifásicas (MASADEH; PILLAY, 2020).

A validação dos resultados de estimação de #m1 e #m2 foi feita de forma semelhante ao realizado no Capítulo 3. Ou seja, foram realizadas comparações entre as correntes medidas em ensaio e as correntes obtidas através de simulação implementando o modelo com os parâmetros estimados. Neste caso, utilizaram-se as estimativas obtidas nos ensaios com degrau de tensão de amplitude  $V_{op}$  por estarem associados à operação nominal da máquina. Os ensaios utilizados para a comparação entre as correntes medida e simuladas dos protótipos foram os de partida em vazio com tensões trapezoidais e com aplicação de carga e tensões senoidais. Desta forma, verificou-se indiretamente a acurácia dos parâmetros estimados no que concerne à reprodução do comportamento dos protótipos #m1 e #m2 em condições de operação usuais de máquinas de indução. Esta análise foi realizada com base nos erros médios percentuais (EMP), determinados através de (89) para a amplitude e de (90) para a fase das CSVI das correntes do estator.

#### 4.4.1 Resultados para o Protótipo #m1

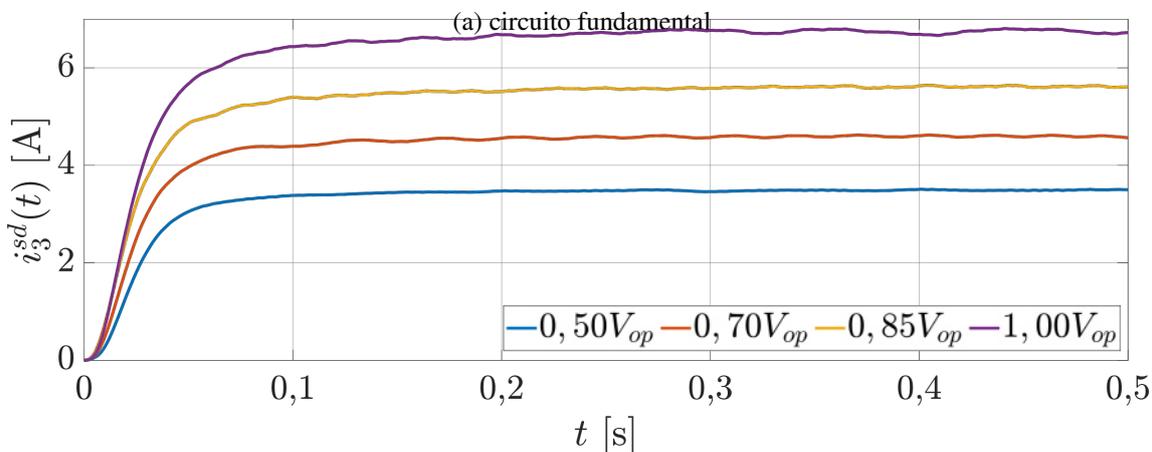
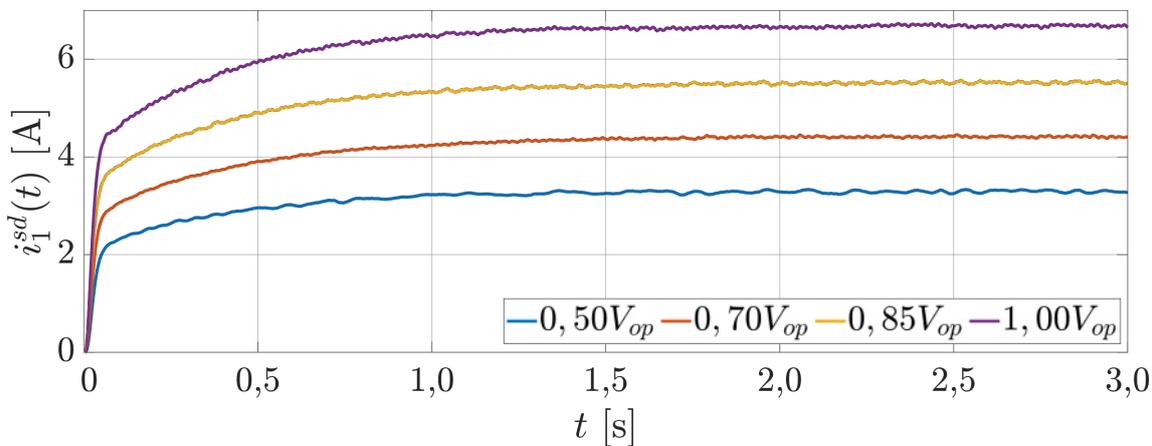
Conforme explicado, os parâmetros de #m1 foram estimados através de ensaios com degraus de tensão com amplitude variando entre  $0,5 V_{op}$  e  $V_{op}$  no caso onde foi utilizado ensaio adicional para a estimação de  $L_x^{\delta s}$ . No que tange ao ensaio associado ao nível de saturação observado na operação nominal do protótipo #m1, com base em (165) e nas informações mostradas no Apêndice A,  $V_{op}$  foi calculada como sendo igual a 6,1 V. As Figuras 34a e 34b mostram as componentes  $d$  das correntes do estator do circuito fundamental e de terceiro harmônico, respectivamente, medidas nos ensaios. Conforme explicado na Seção 4.1, as componentes de eixo  $q$  das correntes, tensões e fluxos são nulas devido à escolha das tensões de fase com  $v_B^s = v_E^s$  e  $v_C^s = v_D^s$ . Este conjunto de tensões garante que não seja produzido torque e o rotor permaneça em repouso durante os ensaios. As ondulações mostradas nas correntes das Figuras 34a e 34b ocorrem devido à frequência de chaveamento da fonte utilizada para gerar o degrau de tensão utilizado nos ensaios. Embora fosse possível filtrar estes sinais com uma frequência de corte menor de forma a eliminar completamente estas ondulações, este processo introduziria distorções de fase que seriam propagadas às estimativas dos parâmetros, podendo comprometer o resultado de estimação. Analisando a Figura 34a, nota-se que  $i_1^{sd}$  leva aproximadamente 3 segundos para atingir o regime permanente no caso onde foi utilizado o degrau com tensão igual a  $V_{op}$ . No caso de  $i_3^{sd}$ , o tempo para que o regime permanente seja atingido é de aproximadamente 0,2 segundos, conforme pode ser confirmado na Figura 34b.

As tensões dos enrolamentos do estator medidas nos ensaios adicionais para a estimação da indutância de dispersão do estator são mostradas nas Figuras 35a (fase 2) e 35b (fase 3), considerando os quatro ensaios realizados. Nestas tensões também notam-se as

ondulações introduzidas pela fonte utilizada para gerar os degraus de tensão utilizados nos ensaios. Nota-se ainda que estas tensões induzidas possuem uma amplitude bastante reduzida. Por exemplo, no ensaio com degrau de tensão com amplitude igual a  $V_{op}$ , o valor de pico de  $v_B^s$  é igual a 0,3 V e o valor de pico de  $v_C^s$  é  $-1,1$  V.

Na Figura 36a, são mostradas as componentes de eixo  $d$  das CSM das tensões do estator do circuito fundamental e de terceiro harmônico obtidas no ensaio com degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ , enquanto a Figura 36b mostra a componente de eixo  $d$  de  $\tilde{i}_1^s$  obtida neste mesmo ensaio em comparação com a corrente obtida por simulação da função de transferência identificada relativa ao circuito fundamental. Neste caso, utilizou-se a tensão  $v_1^{sd}$  mostrada na Figura 36a como entrada. Nota-se que há uma boa correspondência entre as curvas experimental e simulada, com um erro médio de apenas 0,7%. Este erro foi determinado a partir da média do módulo dos erros de cada amostra das curvas, utilizando a medição como referência. Já a Figura 36c mostra a componente de eixo  $d$  de  $\tilde{i}_3^s$  obtida experimentalmente comparada com aquela obtida através de simulação da função de transferência identificada do circuito de terceiro harmônico, onde foi utilizada como entrada a tensão  $v_3^{sd}$  mostrada na Figura 36a. Neste caso também se observa uma boa correspondência entre as correntes medida e simulada, sendo encontrado

Figura 33 – Componente  $d$  de  $\tilde{i}_x^s$  (protótipo #m1).

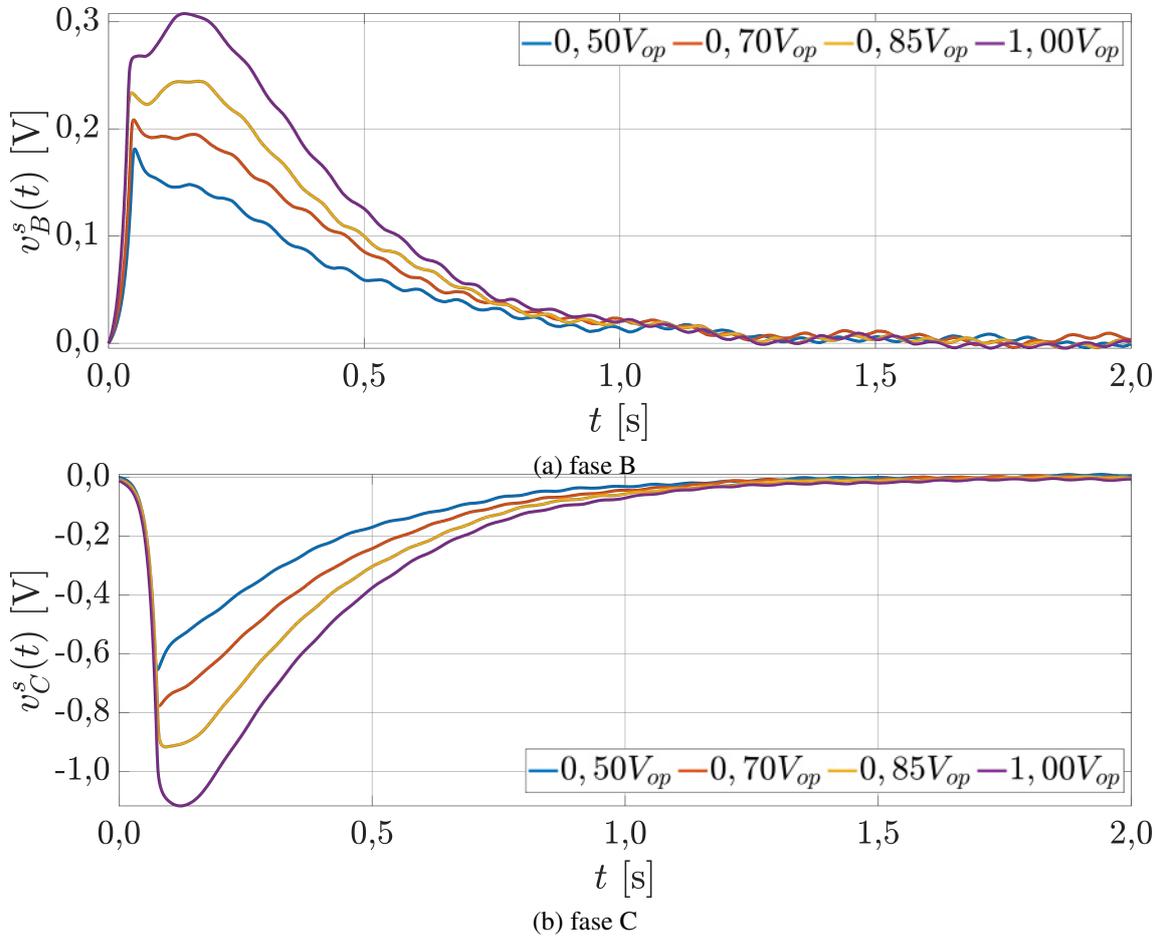


(a) circuito fundamental

(b) circuito de terceiro harmônico

Fonte: o autor (2021).

Figura 34 – Tensões induzidas nos enrolamentos (protótipo #m1).



Fonte: o autor (2021).

um erro médio de apenas 0,5%, o qual foi determinado conforme realizado com  $i_1^{sd}$ .

Assim, de forma geral, pode-se afirmar que as funções de transferência com rotor em repouso dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico foram identificadas com boa acurácia considerando o ensaio com degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ . Conforme explicado, é de extrema importância que a identificação dos coeficientes destas funções de transferência seja realizada com boa acurácia, dado que são utilizados na estimação dos parâmetros da máquina de indução pentafásica. As funções de transferência identificadas no nível de saturação nominal referentes aos circuitos fundamental e de terceiro harmônico seguem abaixo.

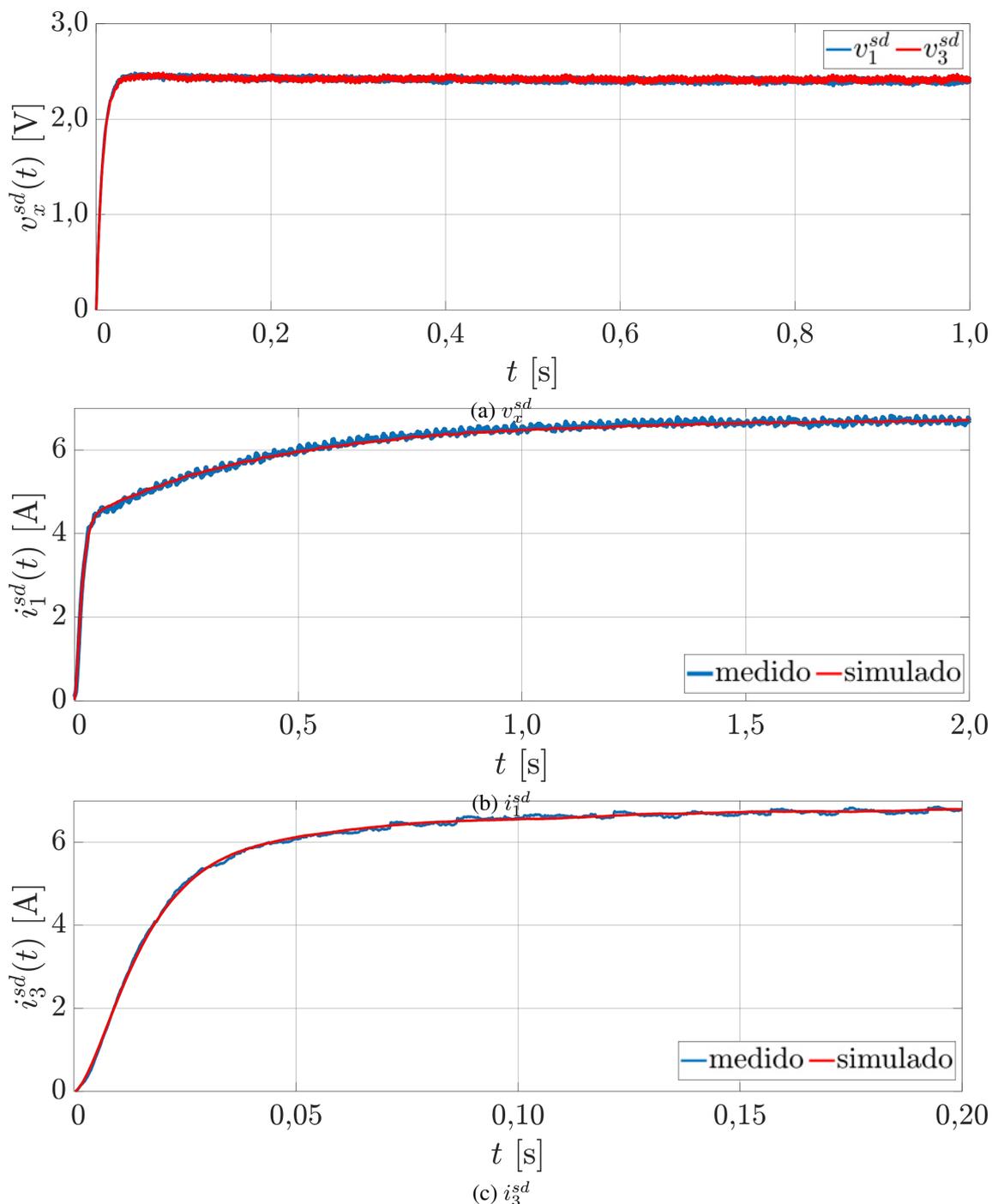
$$G_1(s) = \frac{385s + 1432}{s^2 + 220,6s + 505,7} \quad (166)$$

$$G_3(s) = \frac{433,9s + 8641}{s^2 + 214,9s + 3092} \quad (167)$$

#### 4.4.1.1 Parâmetros Estimados

Considerando a aplicação do método com utilização do ensaio adicional para a estimação de  $L_x^{\delta s}$ , as estimativas de  $L_1^m$  obtidas nos ensaios com degraus de tensão de am-

Figura 35 – Tensões e correntes experimentais de #m1.



Fonte: o autor (2021).

plitudes iguais a  $0,5 V_{op}$ ,  $0,7 V_{op}$ ,  $0,85 V_{op}$  e  $V_{op}$  são mostrados na Figura 37a. Analisando estes resultados, nota-se que quanto maior for a tensão do ensaio, menor é a estimativa da indutância de magnetização do circuito fundamental. Este resultado está de acordo com o esperado no caso de máquinas de indução trifásicas, onde a diminuição da indutância de magnetização é associada ao aumento da saturação das partes ferromagnéticas da má-

quina (KLAES, 1993; PERETTI; ZIGLIOTTO, 2012; CARRARO; ZIGLIOTTO, 2014; MASADEH; PILLAY, 2020). Dada a semelhança dos fenômenos, o efeito da saturação sobre a indutância de magnetização é o mesmo que para máquinas trifásicas.

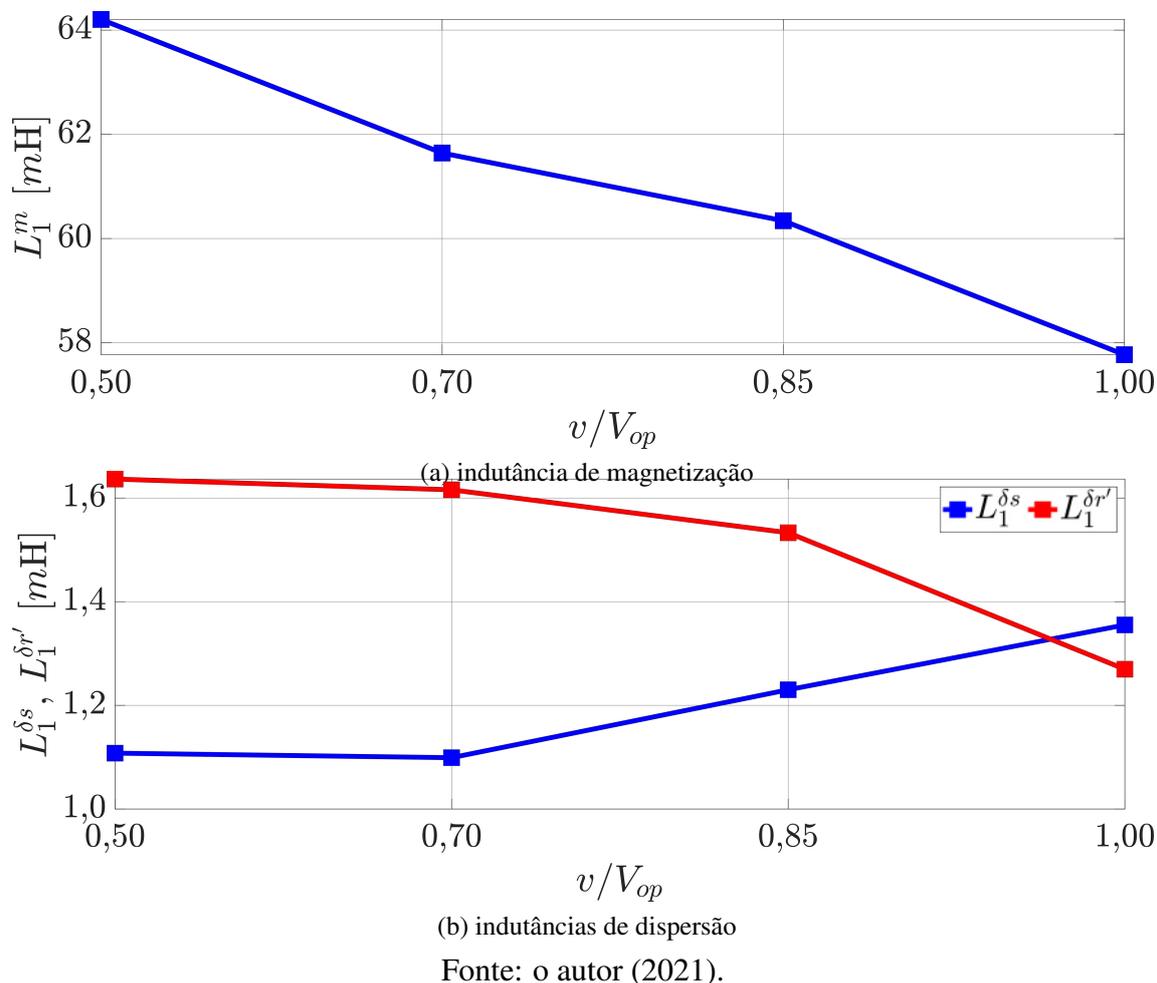
Já a Figura 37b mostra as estimativas das indutâncias de dispersão do circuito fundamental obtidas com os mesmos ensaios. Neste caso, nota-se que os comportamentos de  $L_1^{\delta s}$  e  $L_1^{\delta r'}$  frente ao aumento do nível de saturação são distintos. A indutância de dispersão do rotor apresenta um comportamento semelhante ao observado em máquinas de indução trifásicas (REZAEELAM, 2021; MASADEH; PILLAY, 2020), onde o aumento da saturação ocasiona a diminuição deste parâmetro devido ao fluxo disperso do rotor ser maior quando a máquina não está saturada e diminuir conforme o nível de saturação aumenta, especialmente em máquinas com as ranhuras do rotor fechadas (MASADEH; PILLAY, 2020). Deve ser observado que a indutância de dispersão do estator apresenta uma tendência de aumento conforme a tensão utilizada no ensaio aumenta, o que pode ser explicado pelo fato da permeância dos dentes do estator diminuir com o aumento do nível de saturação, o que em termos práticos aumenta o entreferro efetivo da máquina ocasionando o incremento do fluxo disperso. De qualquer forma, a análise individual do impacto da saturação nas indutâncias de dispersão de máquinas de indução ainda é um assunto pouco explorado; na maioria dos casos onde este aspecto foi abordado, alguns autores consideram estes parâmetros constantes independentemente do nível de saturação da máquina (PEIXOTO; SEIXAS, 2000; ODHANO et al., 2015), outros analisam apenas o efeito sobre a indutância de dispersão equivalente do modelo em  $\Gamma$  invertido (KLAES, 1993; PERETTI; ZIGLIOTTO, 2012; CARRARO; ZIGLIOTTO, 2014), não sendo analisado o impacto nas indutâncias de dispersão do estator e do rotor individualmente.

Resultados semelhantes foram observados para o circuito de terceiro harmônico. As Figuras 38a e 38b mostram que o aumento da saturação ocasiona a diminuição do valor das indutâncias de magnetização e de dispersão do rotor. Uma vez que a indutância de dispersão do estator foi assumida igual para todos os circuitos que modelam os componentes harmônicos da indução do entreferro, observou-se o aumento no valor de  $L_3^{\delta s}$  associado ao aumento no nível de saturação. A explicação para estes resultados é a mesma que aquela das estimativas das indutâncias do circuito fundamental. Ressalta-se ainda que a análise do impacto do nível da saturação na estimação dos parâmetros de harmônicos da onda de indução do entreferro ainda não foi abordado de forma aprofundada na literatura, portanto não há trabalhos semelhantes com os quais estes resultados possam ser comparados.

Quanto às estimativas das resistências do rotor dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico, elas oscilaram aleatoriamente em torno de 5% dos valores obtidos no ensaio com degra de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ , o quais são mostrados na Tabela 7. A princípio esta variação não está associada ao nível de saturação, mas sim a imprecisões numéricas na identificação das funções de transferência e na estimação de  $L_x^{\delta s}$  através dos ensaios adicionais. Além disto, estas variações em  $\tilde{R}_1^{r'}$  e  $\tilde{R}_3^{r'}$  podem estar também relacionadas ao efeito pelicular, o qual não foi considerado no método descrito neste capítulo, sendo necessário um estudo mais aprofundado para averiguar o impacto deste fenômeno quando a máquina de indução é alimentada com degraus de tensão.

Para fins de verificação do quanto os resultados de estimação do método baseado na resposta ao degra de tensão se aproximam dos valores calculados de acordo com procedimentos baseados em dados dimensionais da máquina de indução (PEREIRA et al., 2006; BOLDEA; NASAR, 2010), a Tabela 7 apresenta os resultados de estimação em comparação com os parâmetros de cálculo, que são exibidos na segunda coluna da tabela e usados como referência para o cálculo das diferenças. São mostrados dois conjuntos

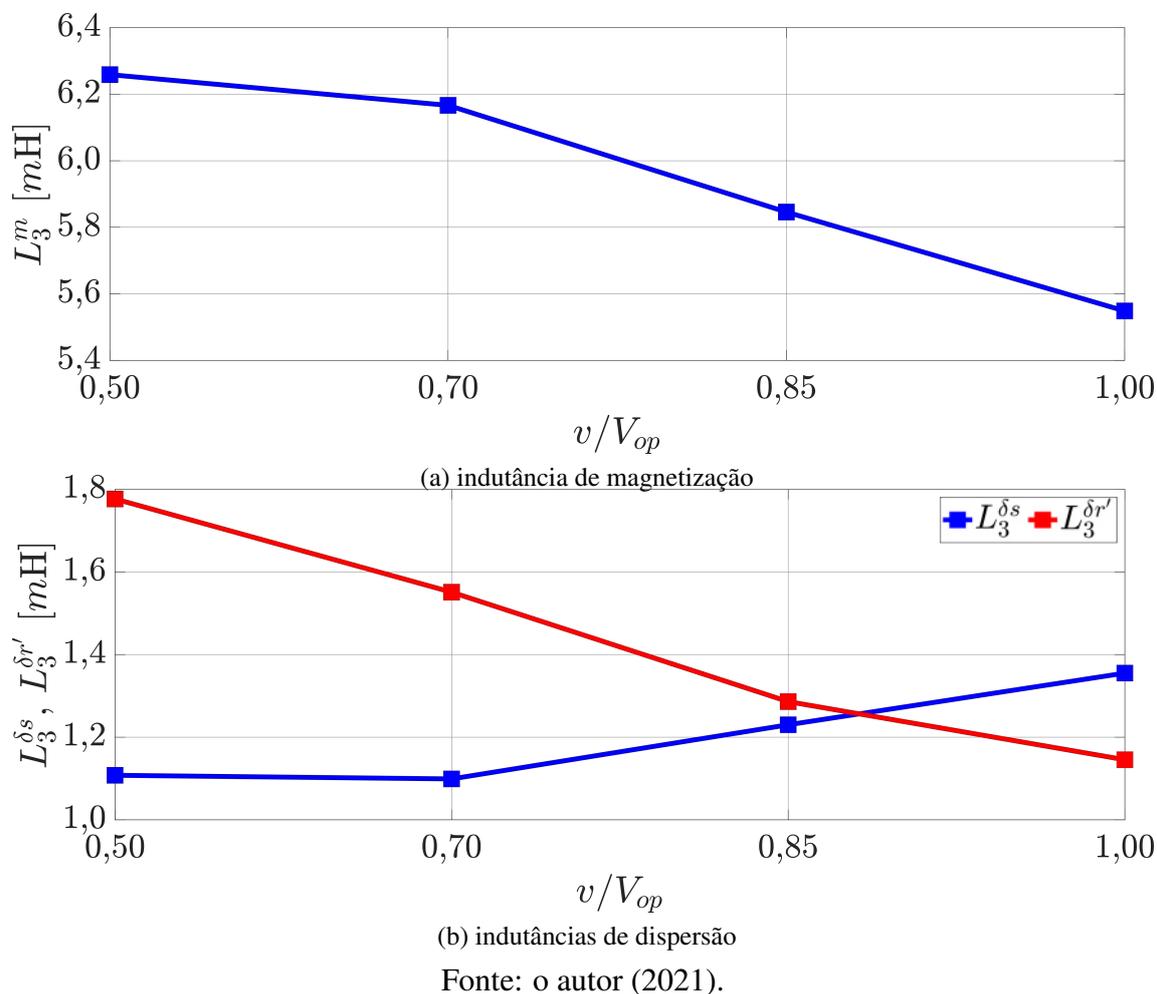
Figura 36 – Estimativas das indutâncias do circuito fundamental de #m1.



de parâmetros estimados na Tabela 7: a alternativa 1 é aquela onde utiliza-se um fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental, assumida nesta Tese como  $K_\delta = 1$ , enquanto a alternativa 2 é aquela onde é necessário um ensaio adicional para a estimação das indutâncias de dispersão do estator. Definiu-se este valor para  $K_\delta$  por ser um valor usualmente utilizado no caso de máquinas de indução trifásicas de classe NEMA A, cujo *design* é semelhante ao do protótipo #m1. Ambos os conjuntos de parâmetros foram obtidos utilizando o ensaio com degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ , de forma a comparar os parâmetros associados ao nível de saturação observado na operação nominal de #m1.

De forma geral, segundo os resultados mostrados na Tabela 7, os parâmetros obtidos com o uso de  $K_\delta = 1$  (alternativa 1) se aproximam mais dos parâmetros de cálculo do que os os parâmetros obtidos com a utilização de ensaio adicional (alternativa 2), à exceção da resistência do rotor do circuito fundamental e das indutâncias de dispersão do estator dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico. A diferença obtida para a resistência do estator, cuja estimativa independe da alternativa utilizada para a estimação dos demais parâmetros, foi de apenas 0,9%. Para a alternativa 1, as diferenças no circuito fundamental ficaram entre 6,5%, observada em  $L_1^m$ , e 43,8%, encontrada em  $L_1^{\delta_r'}$ . Já no caso do

Figura 37 – Estimativas das indutâncias do circuito de terceiro harmônico de #m1.



circuito de terceiro harmônico, a maior diferença foi encontrada em  $L_3^{\delta_r'}$ , correspondendo a 50,4%, enquanto a menor diferença foi 4,9%, relativa a  $L_3^m$ . Considerando os resultados relacionados à alternativa 2, a maior diferença encontrada nos parâmetros do circuito fundamental foi 45,5%, associada a  $L_1^{\delta_r'}$ , enquanto a menor diferença foi encontrada em  $\tilde{R}_1^{r'}$ , sendo igual a 5,0%. Já as diferenças do circuito de terceiro harmônico ficaram entre 5,6% e 52,9%, as quais foram observadas em  $L_3^m$  e  $L_3^{\delta_r'}$ , respectivamente.

Conforme já explicado, estas diferenças não devem ser utilizadas para determinar a acurácia do método nem para definir qual conjunto de parâmetros é o mais correto, pois não há como realizar medições diretas dos parâmetros de máquinas de indução para determinar os valores verdadeiros e em seguida realizar uma comparação quantitativa conclusiva. Não obstante, a análise qualitativa destas diferenças é útil para verificar o quanto as estimativas se aproximam de valores usualmente utilizados em simulações e análises de máquinas de indução. Neste caso, verifica-se que os parâmetros estimados são próximos dos valores de cálculo, à exceção da indutância de dispersão do rotor do circuito fundamental estimadas através de ambas alternativas, e da indutância de dispersão do rotor obtida utilizando a alternativa 2. Estas diferenças podem ser explicadas tanto pelas simplificações utilizadas no cálculo analítico dos parâmetros, quanto pelas simplificações

Tabela 7 – Parâmetros estimados para #m1 com  $V_{op}$ 

parâmetro	calc. <sup>1</sup>	alternativa			
		1 – uso de $K_\delta$		2 – ensaio adicional	
		est. <sup>2</sup>	dif. <sup>3</sup>	est. <sup>2</sup>	dif. <sup>3</sup>
$\tilde{R}^s$ ( $\Omega$ )	0,35	0,35	0,9%	0,35	0,9%
$\tilde{R}_1^{r'}$ ( $\Omega$ )	0,20	0,22	10,0%	0,21	5,0%
$L_1^m$ (mH)	61,87	57,81	6,5%	57,77	6,6%
$L_1^{\delta s}$ (mH)	1,64	1,31	20,1%	1,35	17,7%
$L_1^{\delta r'}$ (mH)	2,33	1,31	43,8%	1,27	45,5%
$\tilde{R}_3^{r'}$ ( $\Omega$ )	0,16	0,14	12,5%	0,14	12,5%
$L_3^m$ (mH)	5,88	5,59	4,9%	5,55	5,6%
$L_3^{\delta s}$ (mH)	1,61	1,31	18,8%	1,35	16,1%
$L_3^{\delta r'}$ (mH)	2,42	1,20	50,4%	1,14	52,9%

<sup>1</sup>parâmetros calculados; <sup>2</sup>parâmetros estimados; <sup>3</sup>diferença percentual

do método descrito neste capítulo, assim como pelo fato das tensões dos ensaios exigidos serem bem distintas daquelas utilizadas na operação regular da máquina de indução, embora tenha sido tomado cuidado para que os parâmetros fossem estimados com um nível de saturação próximo do nominal. Por exemplo, o cálculo analítico das indutâncias de dispersão é feito com base em fórmulas clássicas derivadas para o regime permanente senoidal, onde são assumidas formas de indução idealizadas e senoidais. Desta forma, a distribuição dos campos no interior da máquina não são exatamente iguais em ambos os casos, podendo levar a alterações nos fluxos dispersos e consequentemente nas indutâncias de dispersão.

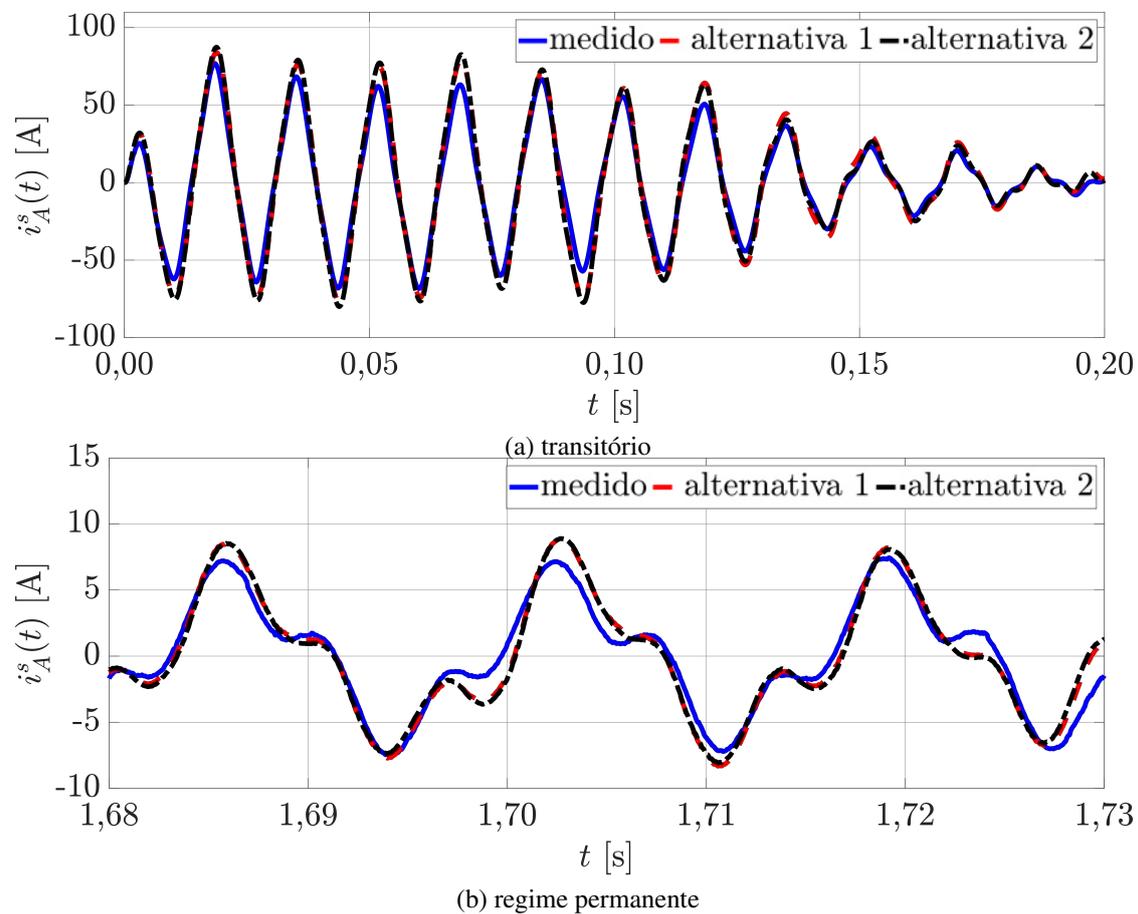
#### 4.4.1.2 Validação experimental

Assim como foi realizado no capítulo anterior, a verificação da acurácia dos parâmetros estimados foi indiretamente verificada através da simulação da máquina utilizando os parâmetros estimados. Após, foram comparadas as correntes do estator simuladas com as correntes medidas nos ensaios, de forma a averiguar o quão bem o comportamento da máquina é reproduzido pelo modelo dinâmico em conjunto com os parâmetros estimados através do método descrito neste capítulo. Esta comparação foi feita considerando os ensaios de partida em vazio com tensões trapezoidais e na operação senoidal sob carga, tendo sido realizadas simulações com os parâmetros estimados através das duas alternativas propostas, ou seja, com uso do fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental (alternativa 1) e com ensaio adicional para estimação da indutância de dispersão do estator do circuito fundamental (alternativa 2). Ressalta-se que foram utilizados os mesmos ensaios usados no capítulo anterior.

A Figura 39a mostra o período transitório das correntes medida e simulada da fase A do estator, relativas à partida em vazio com tensões trapezoidais, enquanto a Figura 39b mostra o regime permanente destas mesmas correntes. Nota-se que há uma correspondência razoável entre as correntes medida e simuladas com ambas as alternativas, sendo as maiores discrepâncias observadas durante o período transitório. Já a Figura 39 mostra

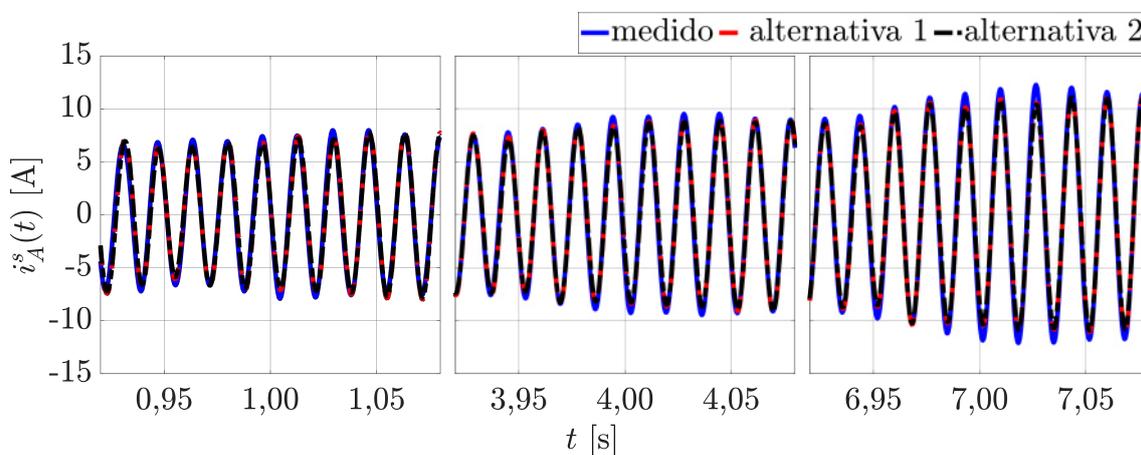
a comparação entre as correntes medidas e simuladas da fase A do estator considerando a

Figura 38 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio.



Fonte: o autor (2021).

Figura 39 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada sob carga.



Fonte: o autor (2021).

aplicação da carga mostrada na Figura 18. Neste caso, observa-se uma melhor correspondência entre as correntes medidas e simuladas do que o obtido com o ensaio de partida em vazio. Os resultados relativos aos erros médios percentuais mostrados na Tabela 8 corroboram esta análise. Conforme explicado, estes erros são calculados para a amplitude e fase das CSVI das correntes do estator a partir de (89) e (90). Para a partida em vazio com tensões trapezoidais, o erro médio percentual na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  é igual a 18,3% com os parâmetros estimados utilizando a alternativa 1 e 15,5% com os parâmetros estimados através da alternativa 2. Já os erros médios percentuais na fase de  $\tilde{i}_1^s$  são iguais a 0,5% considerando ambos conjuntos de parâmetros. No caso de  $\tilde{i}_3^s$ , os erros médios percentuais na amplitude são iguais a 15,2% com a alternativa 1 e 11,1% com a alternativa 2, enquanto os erros médios percentuais na fase são iguais a 0,8% com a alternativa 1 e 0,7% com a alternativa 2. Nota-se que os erros são menores quando utilizados os parâmetros estimados através da alternativa 2, onde foi realizado um ensaio adicional para estimação da indutância de dispersão do estator. Nos resultados dos ensaios com carga esta tendência é novamente observada, com os erros médios percentuais em  $\tilde{i}_1^s$  relativos à simulação com os parâmetros estimados através da alternativa 2 sendo menores. Por exemplo, o erro médio percentual na amplitude é igual a 6,8% com a alternativa 1 e 5,8% com a alternativa 2; já os erros médios percentuais na fase são 0,4% com a alternativa 1 e 0,2% com a alternativa 2. A explicação para estas diferenças é o fato de que a alternativa 1 assume a existência de um fator de distribuição entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental, sendo que o valor exato deste fator não é conhecido; desta forma, assumiu-se um valor tipicamente utilizado em máquinas trifásicas de classe NEMA A (IEEE, 2018). De qualquer forma, os resultados obtidos utilizando a alternativa 1 são bastante satisfatórios considerando a simplicidade do ensaio realizado e a quantidade reduzida de medições necessárias, sendo exigido a aquisição de apenas duas tensões e duas correntes.

#### 4.4.2 Resultados para o Protótipo #m2

O protótipo #m2 foi submetido à mesma análise realizada com #m1. Desta forma, no caso da implementação do método através da alternativa que exige um ensaio adicional para estimação da indutância de dispersão do estator, os parâmetros de #m2 foram estimados com ensaios utilizando degraus de tensão com amplitude aproximadamente iguais a  $0,5 V_{op}$ ,  $0,7 V_{op}$ ,  $0,85 V_{op}$  e  $V_{op}$ . Neste caso, calculou-se  $V_{op} = 17,5 \text{ V}$  a partir de (165) e das informações disponibilizadas no Apêndice A. Por outro lado, no caso da implementação do método utilizando a alternativa que assume um fator de distribuição entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental, os parâmetros foram estimados apenas

Tabela 8 – EMP de  $\tilde{i}_1^s$  and  $\tilde{i}_3^s$  (protótipo #m1).

EMP	trapezoidal		sob carga	
	alt. 1 <sup>a</sup>	alt. 2 <sup>b</sup>	alt. 1 <sup>a</sup>	alt. 2 <sup>b</sup>
$\epsilon_1^A$	18,3%	15,5%	6,8%	5,8%
$\epsilon_3^A$	15,2%	11,1%	-	-
$\epsilon_1^\varphi$	0,5%	0,5%	0,4%	0,2%
$\epsilon_3^\varphi$	0,8%	0,7%	-	-

<sup>a</sup>alternativa 1: uso de  $K_\delta$ ; <sup>b</sup>alternativa 2: ensaio adicional

com o ensaio com degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ .

As componentes de eixo  $d$  obtidas nos ensaios com degraus de tensão com amplitude igual a  $0,5 V_{op}$ ,  $0,7 V_{op}$ ,  $0,85 V_{op}$  e  $V_{op}$  são mostradas nas Figura 41a, para  $\tilde{i}_1^s$ , e na Figura 41b, para  $\tilde{i}_3^s$ . Analisando a Figura 41a, nota-se que  $i_1^{sd}$  leva cerca de 1,5 segundos para atingir o regime permanente, enquanto  $i_3^{sd}$  leva cerca de 0,2 segundos, conforme pode ser verificado na Figura 41b. Estes resultados são semelhantes àqueles obtidos com o protótipo #m1, onde foi verificado que o período transitório de  $i_1^{sd}$  é muito maior que o período transitório de  $i_3^{sd}$ . Conforme já explicado, a componente  $q$  de  $\tilde{i}_1^s$  e  $\tilde{i}_3^s$  é nula devido à escolha de tensões, onde  $v_B^s = v_E^s$  e  $v_C^s = v_D^s$ . Assim como foi observado nos ensaios de #m1, as ondulações mostradas nas Figuras 41a e 41b ocorrem devido à frequência de chaveamento da fonte utilizada, não tendo sido completamente atenuadas pelo processo de filtragem. Embora fosse possível diminuir a frequência de corte e mitigar ainda mais estas ondulações, esta alteração introduziria distorções durante o período transitório de  $i_1^{sd}$  e  $i_3^{sd}$  que poderiam comprometer os resultados de estimação.

As Figuras 42a e 42b mostram, respectivamente, as medições de  $v_B^s$  e  $v_C^s$  obtidas nos ensaios adicionais para determinação da indutância de dispersão do estator, assumida igual para os circuitos fundamental e de terceiro harmônico. Nota-se que o valor de pico destas tensões é pequeno, sendo igual a 0,6 V no caso de  $v_B^s$  e -2,1 V no caso de  $v_C^s$ , considerando o ensaio com degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ . Desta forma, as ondulações devidas à frequência de chaveamento da fonte utilizada também são mais pronunciadas, especialmente em  $v_B^s$ , conforme pode ser verificado na Figura 42a.

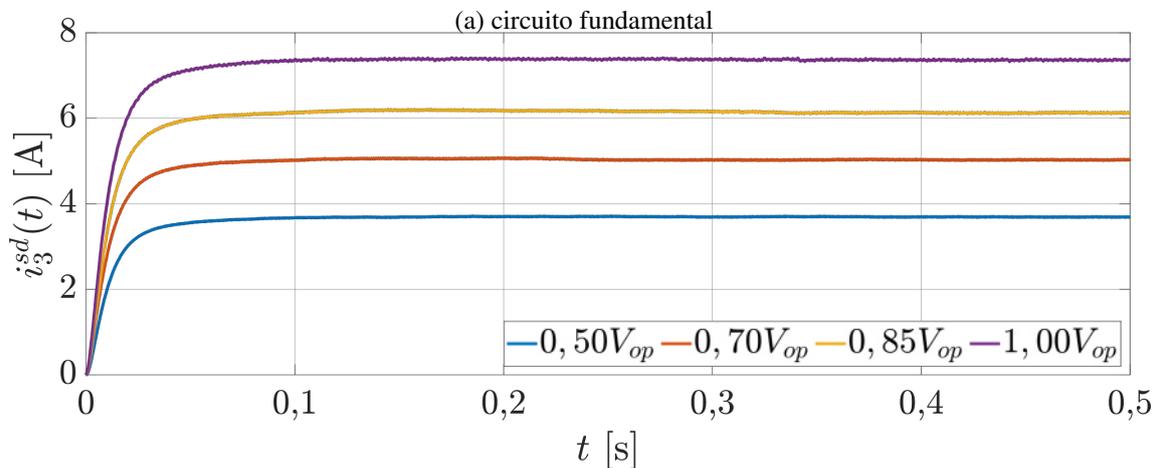
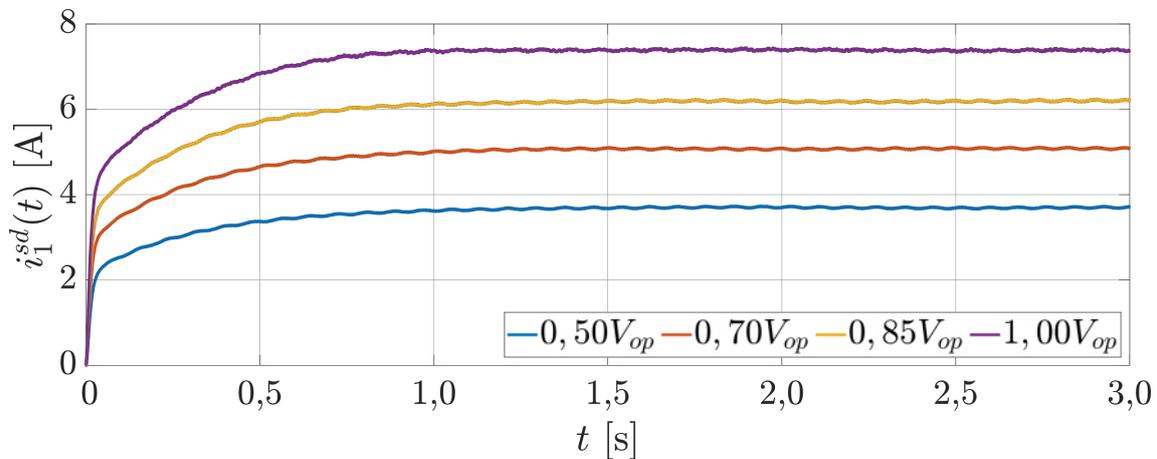
A Figura 43a mostra as tensões experimentais  $v_1^{sd}$  e  $v_3^{sd}$  obtidas do ensaio com degrau de tensão associado ao nível de saturação observado na operação nominal de #m2. Já a Figura 43b mostra a comparação da componente  $d$  de  $\tilde{i}_1^s$  experimental com aquela obtida através de simulação da função de transferência identificada relacionada ao circuito fundamental, tendo sido encontrado um erro médio de 0,6% entre as duas curvas. Este erro foi calculado a partir da média do módulo dos erros em cada amostra, utilizando a curva experimental como referência. A Figura 43c mostra a comparação da componente de eixo  $d$  de  $\tilde{i}_3^s$  medida com aquela obtida da simulação da função de transferência identificada relacionada ao circuito de terceiro harmônico. Utilizando a corrente experimental como referência, o erro médio encontrado entre as duas curvas foi de apenas 0,4%. Com base nestes resultados, conclui-se que os coeficientes das funções de transferência do circuito fundamental e de terceiro harmônico no ensaio com  $V_{op}$  foram identificados com boa acurácia. Estas funções de transferência identificadas são reproduzidas na sequência.

$$G_1(s) = \frac{119,1 s + 691,6}{s^2 + 217,4 s + 726,3} \quad (168)$$

$$G_3(s) = \frac{183,2 s + 4764}{s^2 + 232,7 s + 4970} \quad (169)$$

#### 4.4.2.1 Parâmetros Estimados

Assim como foi realizado com o protótipo #m1, os parâmetros de #m2 foram estimados utilizando degraus de tensão com amplitudes de aproximadamente  $0,5 V_{op}$ ,  $0,7 V_{op}$ ,  $0,85 V_{op}$  e  $V_{op}$ . Neste caso, os parâmetros foram determinados utilizando o ensaio adicional para determinação da indutância de dispersão do estator, sendo este parâmetro assumido igual para os circuitos fundamental e de terceiro harmônico (PEREIRA et al., 2006; LEVI, 2008). A Figura 44a mostra as estimativas da indutância de magnetização

Figura 40 – Componente  $d$  de  $\tilde{i}_x^s$  de #m2.

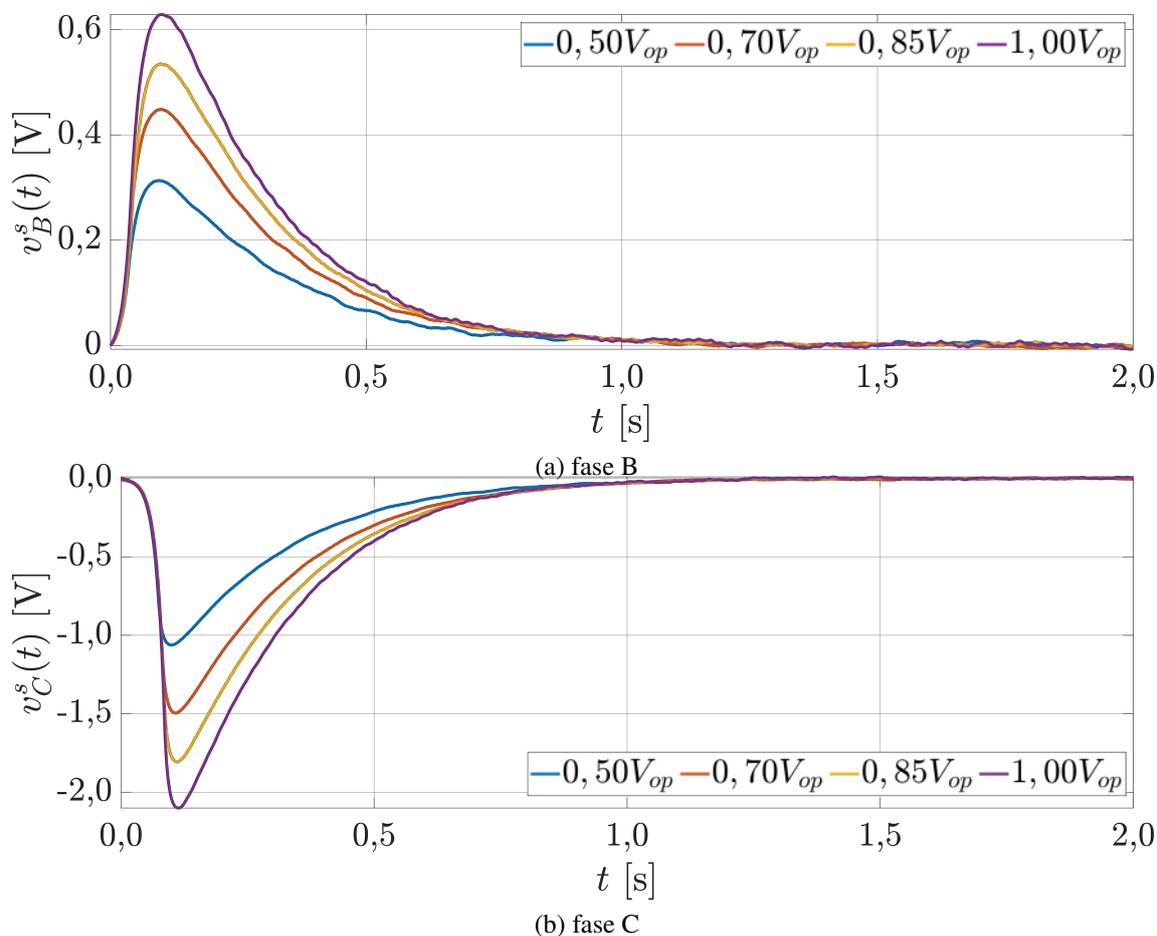
(b) circuito de terceiro harmônico

Fonte: o autor (2021).

do circuito fundamental, sendo observada a mesma tendência de diminuição no valor deste parâmetro relacionada ao aumento do nível de saturação. Este resultado também foi observado na análise do protótipo #m1 e está de acordo com o observado no caso de máquinas trifásicas. Já a Figura 44b mostra as estimativas das indutâncias de dispersão do circuito fundamental, sendo observado que  $L_1^{\delta s}$  aumenta com o aumento do nível de saturação da máquina, enquanto o efeito contrário ocorre com  $L_1^{\delta r'}$ . Este último resultado também foi observado na análise do protótipo #m1 e, assim como antes, a explicação para o aumento de  $L_1^{\delta s}$  com a saturação se dá pela diminuição da permeância dos dentes do estator conforme o nível de saturação aumenta, aumentando o entreferro efetivo e o fluxo disperso do estator. No caso de  $L_1^{\delta r'}$ , a diminuição do parâmetro está associada com a diminuição do fluxo disperso do rotor devido ao aumento da saturação (MASADEH; PILLAY, 2020).

Resultados semelhantes aos observados com o protótipo #m1 também foram obtidos para o circuito de terceiro harmônico. Ou seja, as estimativas da indutância de magnetização e da indutância de dispersão do rotor diminuem com o aumento do nível de saturação, conforme mostrado nas Figuras 45a e 45b. A indutância de dispersão do esta-

Figura 41 – Tensões induzidas nos enrolamentos de #m2.

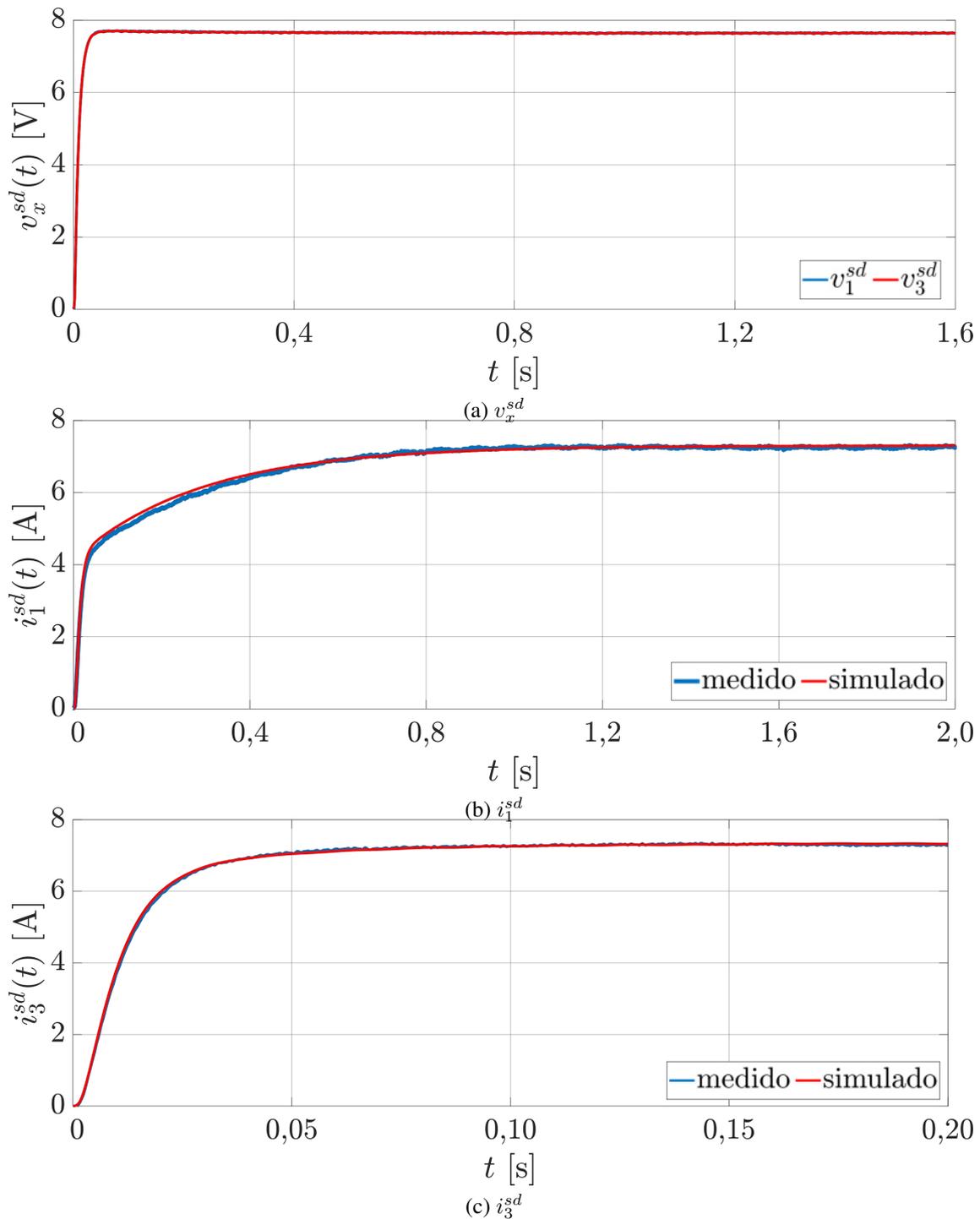


Fonte: o autor (2021).

tor foi assumida igual nos circuitos fundamental e de terceiro harmônico, apresentando, portanto, uma tendência de aumento com o incremento da saturação, conforme pode ser verificado na Figura 45b. Ressalta-se novamente que a análise do impacto da saturação nos parâmetros associados aos componentes harmônicos da onda de indução no entreferro é um assunto não abordado na literatura, não havendo resultados semelhantes para comparação. Não obstante, os resultados do protótipo #m2 são coerentes com os resultados obtidos na análise de #m1. Para as resistências do rotor dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico estimadas com tensões diferentes de  $V_{op}$ , novamente, observou-se uma variação aleatória de aproximadamente 5% em torno da estimativa obtida com  $V_{op}$ , cuja explicação é dada por imprecisões numéricas na identificação das funções de transferência e pelo efeito pelicular, que não foi considerado neste método.

A Tabela 9 mostra os parâmetros de #m2 estimados do ensaio com degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$  em comparação com os parâmetros calculados através do procedimento descrito em (PEREIRA et al., 2006), tomados como referência para o cálculo das diferenças e mostrados na segunda coluna da tabela. Já a terceira coluna da Tabela 9 apresenta os parâmetros estimados utilizando o fator de distribuição entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental definido como  $K_\delta = 1$  (alternativa 1), enquanto a

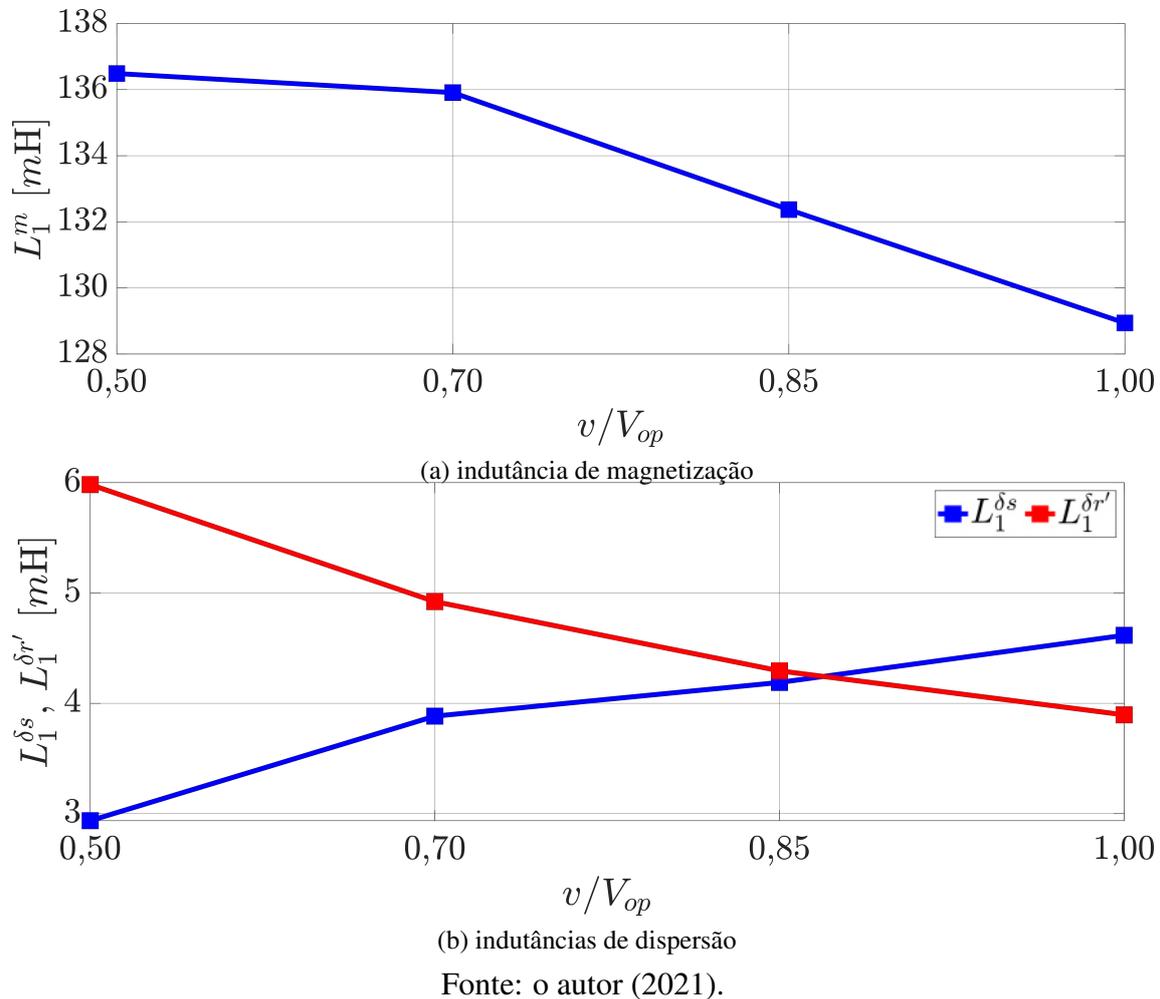
Figura 42 – Tensões e correntes experimentais de #m2.



Fonte: o autor (2021).

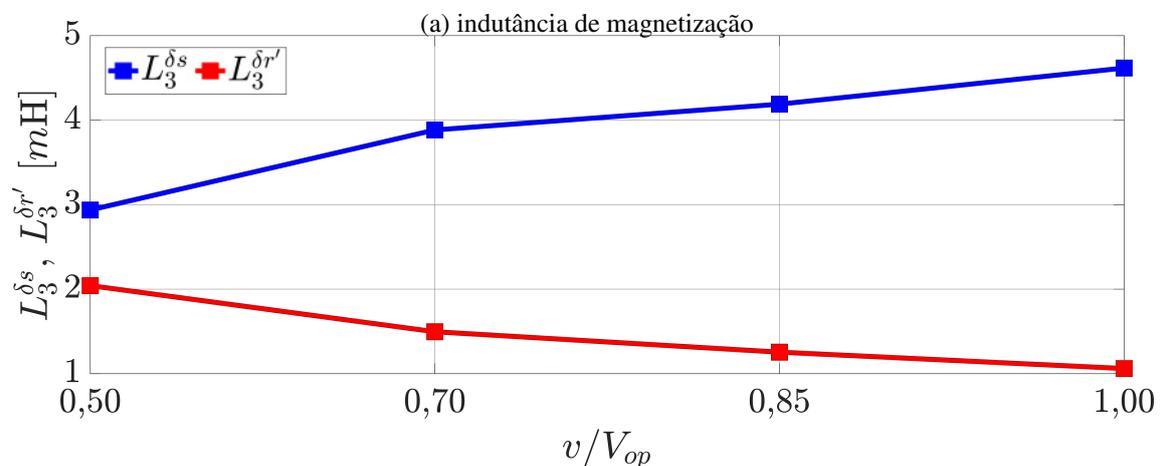
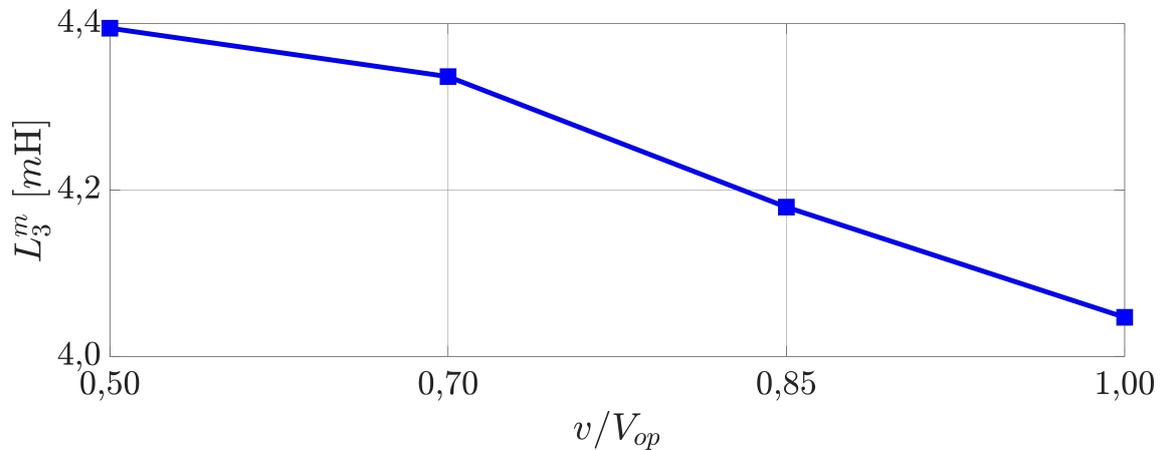
quinta coluna da Tabela 9 mostra os parâmetros estimados utilizando o ensaio adicional para obtenção da estimativa de  $L_x^{\delta s}$  (alternativa 2). Escolheu-se  $K_\delta = 1$  devido a este valor ser usualmente utilizado em máquinas trifásicas de classe NEMA A (IEEE, 2018). A resistência do estator, cuja determinação independe da alternativa utilizada, foi estimada

Figura 43 – Estimativas das indutâncias do circuito fundamental de #m2.



com uma diferença de apenas 1,9% em relação ao valor de cálculo. Analisando os resultados obtidos com a alternativa 1, observou-se que a maior diferença foi encontrada em  $L_1^{\delta_{r'}}$ , correspondendo a 16,0%, enquanto a menor diferença foi observada em  $L_1^{\delta_s}$ , igual a 4,9%. Considerando as estimativas dos parâmetros do circuito de terceiro harmônico, as diferenças ficaram entre 4,7% e 20,0%, encontradas em  $L_3^m$  e  $\tilde{R}_3^{r'}$ . No caso da alternativa 2, a Tabela 9 mostra que, para o circuito fundamental, as diferenças ficaram entre 3,2% e 23,3%, encontradas em  $L_1^{\delta_s}$  e  $L_1^{\delta_{r'}}$ , respectivamente. Considerando o circuito de terceiro harmônico, a maior diferença foi encontrada em  $L_3^{\delta_{r'}}$ , correspondendo a 41,4%, enquanto a menor diferença foi encontrada em  $L_3^m$ , sendo igual a 1,3%. Salienta-se novamente que esta comparação não tem por objetivo verificar a acurácia do método de estimação, uma vez que não há certeza sobre o valor verdadeiro dos parâmetros. Com base nas diferenças mostradas na Tabela 9, pode-se afirmar que há uma boa correspondência entre os parâmetros estimados e os parâmetros de cálculo, à exceção da resistência do rotor e da indutância de dispersão do rotor do circuito de terceiro harmônico. De qualquer forma, em termos absolutos estas diferenças são pequenas e plenamente aceitáveis dadas as simplificações adotadas tanto no cálculo dos parâmetros quanto na implementação do método de estimação.

Figura 44 – Estimativas das indutâncias do circuito de terceiro harmônico de #m2.



(b) indutâncias de dispersão

Fonte: o autor (2021).

#### 4.4.2.2 Validação experimental

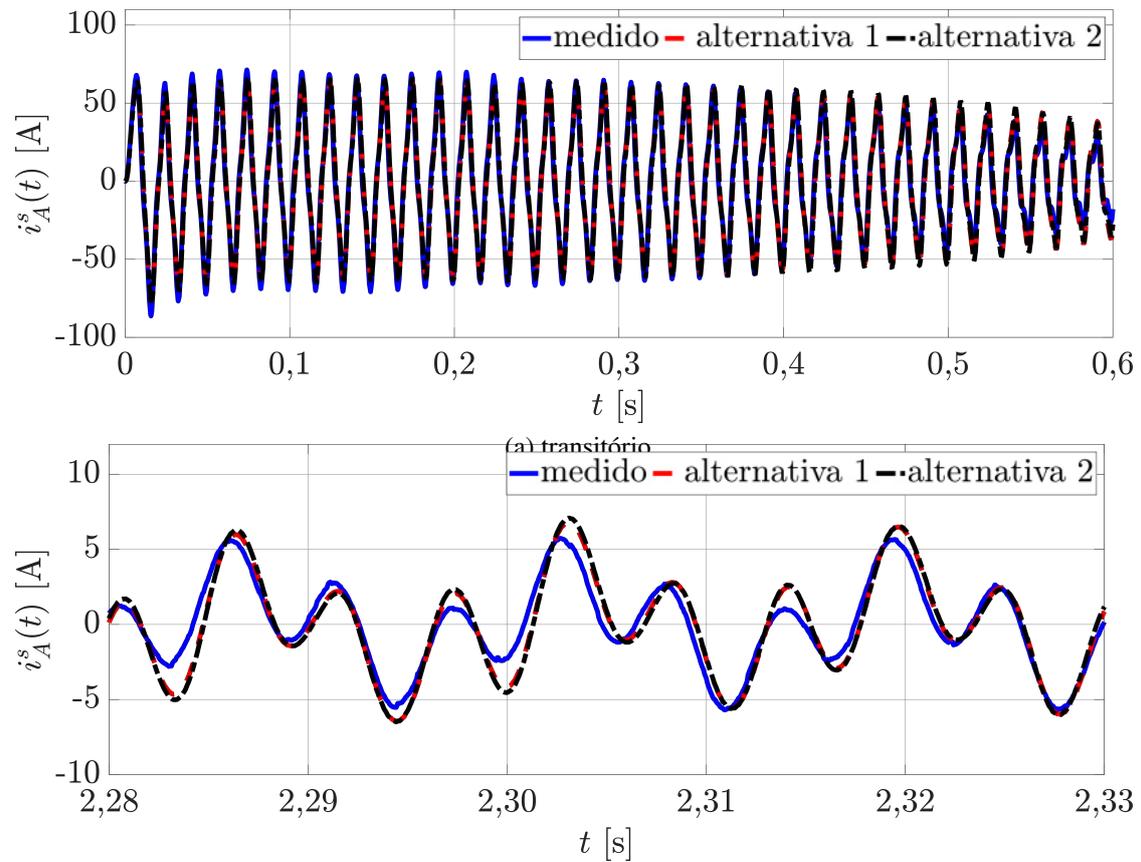
Assim como foi feito com o protótipo #m1, a validação experimental dos parâmetros estimados de #m2 foi realizada através da comparação das correntes do estator medidas com as correntes simuladas do modelo implementado com os parâmetros estimados, sendo utilizados os mesmos ensaios usados no capítulo anterior. Desta forma, utilizaram-se os ensaios de partida em vazio com tensões trapezoidais e os ensaios com aplicação da carga mostrada na Figura 18, sendo utilizadas as tensões medidas nestes ensaios como entrada do modelo de simulação. O protótipo #m2 foi simulado nestas duas situações utilizando tanto os parâmetros estimados através do uso de um fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental (alternativa 1) quanto os parâmetros estimados utilizando o ensaio adicional para determinação da indutância de dispersão do estator (alternativa 2). Estes parâmetros foram obtidos a partir do ensaio com degrau de tensão de amplitude igual a  $V_{op}$ .

A Figura 46a mostra o período transitório das correntes da fase A do estator obtidas com a partida em vazio usando tensões trapezoidais, enquanto a Figura 46b mostra o regime permanente das correntes da fase A do estator deste mesmo ensaio. Em ambos os

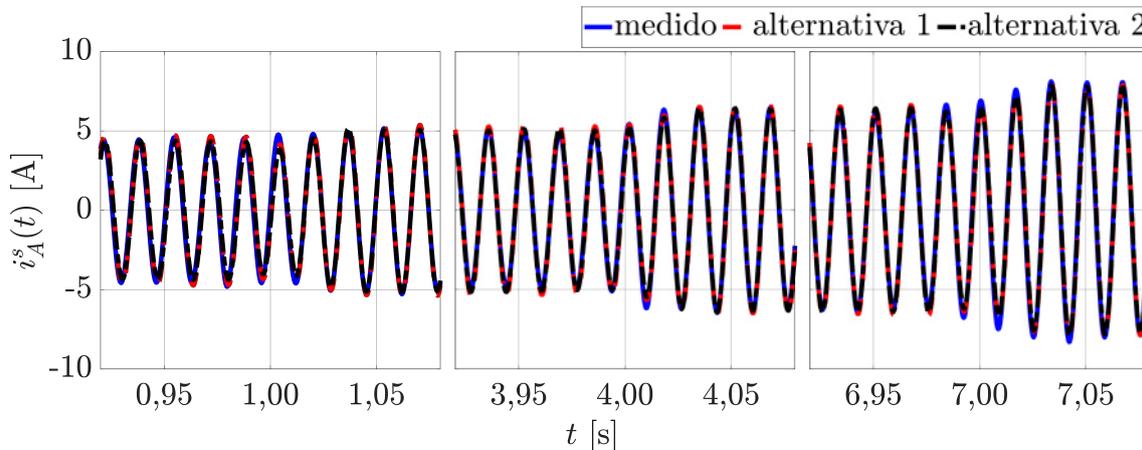
Tabela 9 – Parâmetros estimados para #m2 com  $V_{op}$ .

parâmetro	calc. <sup>1</sup>	alternativa			
		1 – uso de $K_\delta$		2 – ensaio adicional	
		est. <sup>2</sup>	dif. <sup>3</sup>	est. <sup>2</sup>	dif. <sup>3</sup>
$\tilde{R}^s$ ( $\Omega$ )	1,03	1,05	1,9%	1,05	1,9%
$\tilde{R}_1^{r'}$ ( $\Omega$ )	0,69	0,78	13,0%	0,77	11,6%
$L_1^m$ (mH)	138,2	129,32	6,4%	128,91	6,7%
$L_1^{\delta s}$ (mH)	4,48	4,26	4,9%	4,62	3,2%
$L_1^{\delta r'}$ (mH)	5,07	4,26	16,0%	3,89	23,3%
$\tilde{R}_3^{r'}$ ( $\Omega$ )	0,20	0,16	20,0%	0,14	30,0%
$L_3^m$ (mH)	4,69	4,47	4,7%	4,11	1,3%
$L_3^{\delta s}$ (mH)	4,02	4,26	6,0%	4,62	14,9%
$L_3^{\delta r'}$ (mH)	1,81	1,62	10,5%	1,06	41,4%

<sup>1</sup>parâmetros calculados; <sup>2</sup>parâmetros estimados; <sup>3</sup>diferença percentual

Figura 45 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio.

Fonte: o autor (2021).

Figura 46 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada sob carga.

Fonte: o autor (2021).

casos, pode-se verificar que há uma boa correspondência entre as curvas medidas e simuladas. Já a Figura 46 apresenta as correntes medidas e simuladas no caso onde, após a partida da máquina em vazio com tensões senoidais, a carga mostrada na Figura 18 foi aplicada ao eixo do rotor. Neste caso também nota-se que há uma boa correspondência entre as correntes medidas com as correntes simuladas considerando ambas as alternativas utilizadas para a estimação dos parâmetros. Os erros médios percentuais mostrados na Tabela 10 e calculados a partir de (89) e (90) corroboram estes resultados. Por exemplo, no caso da partida em vazio com tensões trapezoidais, o erro médio percentual obtido na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  foi de 18,9% com os parâmetros estimados através da alternativa 1 e 14,3% com os parâmetros estimados através da alternativa 2, enquanto o erro médio percentual na fase de  $\tilde{i}_1^s$  foi igual a 1,0% com ambas alternativas. Considerando  $\tilde{i}_3^s$ , o erro médio percentual na amplitude com os parâmetros estimados através da alternativa 1 foi de 15,6%, enquanto o erro médio percentual na fase foi de 0,4%. Por outro lado, utilizando os parâmetros obtidos através da alternativa 2, o erro médio percentual na amplitude de  $\tilde{i}_3^s$  foi um pouco menor, sendo igual a 14,8%; o erro médio percentual na fase de  $\tilde{i}_3^s$ , por sua vez, foi 0,3%. Na operação sob carga, os erros na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  foram 7,4% com os parâmetros estimados através da alternativa 1 e 5,4% com os parâmetros estimados utilizando a alternativa 2. Já os erros na fase de  $\tilde{i}_1^s$  foram 0,3% com a alternativa 1 e 0,2% com a alternativa 2. De forma geral, pode-se dizer que os parâmetros estimados através da alternativa 2 reproduzem mais fielmente o comportamento do protótipo #m2. Este resultado já era esperado, uma vez que os parâmetros foram estimados através de dois ensaios distintos sem utilização de fatores empíricos entre os mesmos.

#### 4.5 Considerações finais sobre o método

Neste capítulo, foi apresentado um novo método para a estimação dos parâmetros de máquinas pentafásicas baseado na resposta ao degrau de tensão com o rotor parado. O método consiste na identificação dos coeficientes das funções de transferência associadas aos circuitos fundamental e de terceiro harmônico com o rotor parado, a partir dos quais os parâmetros são determinados.

Tabela 10 – EMP de  $\tilde{i}_1^s$  and  $\tilde{i}_3^s$  (protótipo #m2).

EMP	trapezoidal		sob carga	
	alt. 1 <sup>a</sup>	alt. 2 <sup>b</sup>	alt. 1 <sup>a</sup>	alt. 2 <sup>b</sup>
$\epsilon_1^A$	18,9%	14,3%	7,4%	5,4%
$\epsilon_3^A$	15,6%	14,8%	-	-
$\epsilon_1^\varphi$	1,0%	1,0%	0,3%	0,2%
$\epsilon_3^\varphi$	0,4%	0,3%	-	-

<sup>a</sup>alternativa 1: uso de  $K_\delta$ ; <sup>b</sup>alternativa 2: ensaio adicional

De forma geral, pode-se afirmar que o método descrito neste capítulo fornece estimativas de parâmetros que reproduzem de forma satisfatória o comportamento dos protótipos avaliados através de simulações do modelo dinâmico. Neste caso, observou-se que os parâmetros estimados utilizando o ensaio adicional para determinação da indutância de dispersão do estator apresentam resultado mais acurados em comparação com a alternativa que utiliza um fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental. Deve ser salientado que, considerando a simplicidade do ensaio exigido e a quantidade reduzida de medições necessárias, bem como a falta de um valor considerado adequado para o fator de distribuição, os resultados referentes à esta alternativa são plenamente aceitáveis. No que tange à alternativa onde é utilizado o ensaio adicional, os parâmetros também foram estimados a partir de ensaios com degraus de tensão diferentes daquele associado à saturação nominal, de forma avaliar o impacto da variação da saturação magnética nas estimativas dos parâmetros. Nesta análise, observou-se que as indutâncias mútuas do circuito fundamental e de terceiro harmônico se comportaram conforme o observado em máquinas trifásicas, com diminuição do valor destes parâmetros conforme o nível de saturação aumenta. Resultados similares foram observados com as indutâncias de dispersão do rotor dos dois circuitos equivalentes. Para as indutâncias de dispersão do estator, assumidas idênticas em ambos os circuitos, observou-se elas aumentam com o aumento da saturação, o que pode ser explicado pela diminuição da permeância dos dentes do estator, que por sua vez implicam um aumento do entreferro efetivo. Assim, estes resultados relativos ao impacto da saturação nas indutâncias de dispersão de máquinas de indução pentafásicas também podem ser considerados uma contribuição original desta Tese.

Em comparação com outros métodos similares disponíveis na literatura, as principais vantagens do método baseado na resposta ao degrau com o rotor em repouso são:

- necessidade de apenas quatro medições, sendo duas tensões e duas correntes;
- conexão em estrela sem neutro, não sendo exigidas ligações especiais dos enrolamentos do estator;
- possibilidade de estimação de todos os parâmetros elétricos com apenas um ensaio, utilizando um fator de proporcionalidade entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental;
- possibilidade de estimação dos parâmetros levando em consideração a saturação magnética;

- possibilidade de utilização em sistemas de autocomissionamento, uma vez que os ensaios são realizados com o rotor parado e portanto é possível de ser aplicado com a máquina já instalada, sem necessidade de desacoplamento de carga.

Desta forma, pode-se concluir que o método descrito neste capítulo apresenta vantagens significativas e contribuições importantes em relação às alternativas similares. Como desvantagens, destaca-se que o método não fornece estimativas dos parâmetros mecânicos da máquina e que os ensaios exigidos são realizados com tensões usualmente não utilizadas na operação normal. Desta forma, a distribuição dos campos magnéticos no interior da máquina não é exatamente aquela observada nas condições usuais de operação, ocasionando discrepâncias nas estimativas dos parâmetros. Este fato também explica porque os resultados obtidos com o método baseado na impedância instantânea modificada são melhores. Não obstante, a análise da distribuição do campo nas condições do ensaio não é discutida em trabalhos similares que utilizam ensaios em condições de operação não usuais de máquinas de indução.

## 5 ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS BASEADA NO MODELO DE REGIME PERMANENTE SENOIDAL E OPERAÇÃO DESBALANCEADA

Neste capítulo é proposto um novo método de estimação dos parâmetros da máquina de indução pentafásica utilizando o modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada e com o rotor em repouso. Neste caso, não é necessário impor componentes de terceiro harmônico nas tensões aplicadas aos terminais do estator, pois, conforme explicado na Subseção 2.2, quando há desbalanço nestas tensões, surge uma indução com componente de terceiro harmônico no entreferro e tanto o circuito fundamental quanto o circuito de terceiro harmônico são excitados. A partir da escolha adequada das tensões de fase aplicadas aos enrolamentos do estator, pode-se chegar a uma condição em que não é produzido torque eletromagnético. Neste caso, o rotor permanece em repouso, não havendo portanto a necessidade de medição ou estimação da velocidade, diminuindo a complexidade do método de estimação.

Este princípio de estimação dos parâmetros da máquina de indução pentafásica com o rotor em repouso é também utilizado em (RIVEROS et al., 2011a,b; YEPES et al., 2012; RIVEROS et al., 2012, 2015; ABDEL-KHALIK et al., 2014). Entretanto, nestes trabalhos, não há produção de torque eletromagnético devido à utilização de conexões específicas dos enrolamentos do estator, tratando-se de uma desvantagem importante devido à necessidade de se alterar as conexões dos enrolamentos. Por outro lado, de acordo com o método apresentado aqui, o torque nulo é produzido a partir da escolha adequada das tensões de alimentação da máquina, não sendo necessários arranjos especiais dos enrolamentos do estator, sendo uma vantagem do método proposto.

A abordagem aqui proposta não foi ainda utilizada na estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas, tratando-se portanto de uma das contribuições originais desta Tese. Uma vez que o rotor não se move, a frequência das tensões e correntes induzidas é igual à frequência das tensões que alimentam os enrolamentos do estator; desta forma, é possível determinar o impacto da frequência nos parâmetros do rotor através do método descrito neste capítulo ao se utilizar tensões com diversas frequências nos ensaios. No que tange a máquinas de indução multifásicas, o impacto da frequência nos parâmetros do rotor também ainda não foi abordado, sendo portanto mais uma contribuição original da Tese.

A seguir, são apresentadas as impedâncias de sequência, os detalhes do método de estimação baseado no modelo de regime permanente senoidal para operação desbalanceada, a discussão sobre aspectos práticos para implementação do método, a validação experimental e finalmente uma discussão dos resultados.

## 5.1 Impedâncias de Sequência

O ponto de partida do método de estimação apresentado neste capítulo é a definição das impedâncias de sequência, as quais são as impedâncias vistas dos terminais do estator dos circuitos equivalentes para operação desbalanceada mostrados nas Figuras 5 e 6 do Capítulo 2. Desta forma, como existem quatro circuitos equivalentes que descrevem o comportamento da máquina de indução pentafásica em regime permanente senoidal para a operação desbalanceada, existem quatro impedâncias de sequência:  $\bar{Z}_1^+$ ,  $\bar{Z}_1^-$ ,  $\bar{Z}_2^+$  e  $\bar{Z}_2^-$ , as quais podem ser obtidas a partir da manipulação algébrica das equações (45)-(51) resultando nas expressões que seguem.

$$\bar{Z}_1^+ = \frac{\bar{V}_1^+}{\bar{I}_1^+} = \tilde{R}^s + j(X_1^m + X_1^{\delta s}) + \frac{X_1^{m2}}{\frac{\tilde{R}_1^{r'}}{S} + j(X_1^m + X_1^{\delta r'})} \quad (170)$$

$$\bar{Z}_1^- = \frac{\bar{V}_1^-}{\bar{I}_1^-} = \tilde{R}^s + j(X_1^m + X_1^{\delta s}) + \frac{X_1^{m2}}{\frac{\tilde{R}_1^{r'}}{2-S} + j(X_1^m + X_1^{\delta r'})} \quad (171)$$

$$\bar{Z}_2^+ = \frac{\bar{V}_2^+}{\bar{I}_2^+} = \tilde{R}^s + j(X_3^m + X_3^{\delta s}) + \frac{X_3^{m2}}{\frac{\tilde{R}_3^{r'}}{4-3S} + j(X_3^m + X_3^{\delta r'})} \quad (172)$$

$$\bar{Z}_2^- = \frac{\bar{V}_2^-}{\bar{I}_2^-} = \tilde{R}^s + j(X_3^m + X_3^{\delta s}) + \frac{X_3^{m2}}{\frac{\tilde{R}_3^{r'}}{3S-2} + j(X_3^m + X_3^{\delta r'})} \quad (173)$$

Nas expressões anteriores,  $\bar{Z}_1^+$  é a impedância de sequência positiva da primeira componente simétrica;  $\bar{Z}_1^-$  é a impedâncias de sequência negativa da primeira componente simétrica;  $\bar{Z}_2^+$  é a impedância de sequência positiva da segunda componente simétrica; e  $\bar{Z}_2^-$  é a impedância de sequência negativa da segunda componente simétrica.

A partir da escolha das tensões do estator, pode-se chegar a uma situação onde não há produção de torque, acarretando em  $\omega = 0$ . Esta situação pode ser obtida ao se aplicar tensões senoidais tais que  $v_B^s(t) = v_E^s(t)$  e  $v_C^s(t) = v_D^s(t)$ , sendo excitados todos os quatro circuitos equivalentes de componentes simétricas. Como o rotor não se move, consequentemente  $S = 1$  e as impedâncias de sequência assumem a forma que segue.

$$\bar{Z}_1^+ = \tilde{R}^s + j(X_1^m + X_1^{\delta s}) + \frac{X_1^{m2}}{\tilde{R}_1^{r'} + j(X_1^m + X_1^{\delta r'})} \quad (174)$$

$$\bar{Z}_1^- = \tilde{R}^s + j(X_1^m + X_1^{\delta s}) + \frac{X_1^{m2}}{\tilde{R}_1^{r'} + j(X_1^m + X_1^{\delta r'})} \quad (175)$$

$$\bar{Z}_2^+ = \tilde{R}^s + j(X_3^m + X_3^{\delta s}) + \frac{X_3^{m2}}{\tilde{R}_3^{r'} + j(X_3^m + X_3^{\delta r'})} \quad (176)$$

$$\bar{Z}_2^- = \tilde{R}^s + j(X_3^m + X_3^{\delta s}) + \frac{X_3^{m2}}{\tilde{R}_3^{r'} + j(X_3^m + X_3^{\delta r'})} \quad (177)$$

Nota-se que nesta situação  $\bar{Z}_1^+ = \bar{Z}_1^-$  e  $\bar{Z}_2^+ = \bar{Z}_2^-$ , portanto apenas duas destas expressões necessitam efetivamente ser utilizadas para determinar os parâmetros da máquina,

sendo uma para a primeira componente simétrica e outra para a segunda componente simétrica de regime permanente senoidal. Não obstante, tanto os parâmetros do circuito fundamental quanto os parâmetros do circuito de terceiro harmônico podem ser estimados a partir destas impedâncias.

## 5.2 Estimação dos Parâmetros

O procedimento para a estimação dos parâmetros envolve a realização de um ensaio onde as seguintes relações de tensões são impostas:  $v_B^s(t) = v_E^s(t)$  e  $v_C^s(t) = v_D^s(t)$ . Em seguida, deve-se obter os fasores correspondentes a todas as tensões e correntes de fase, os quais são determinados a partir das medições destas tensões e correntes após o regime permanente ser atingido. Na sequência, determinam-se os fasores das componentes simétricas de regime permanente utilizando a transformação dada por (44), com os quais determinam-se as impedâncias de sequência experimentais,  $\bar{Z}_1^e$  e  $\bar{Z}_2^e$ , conforme segue.

$$\bar{Z}_1^e = \frac{\bar{V}_1^+}{\bar{I}_1^+} = \frac{\bar{V}_1^-}{\bar{I}_1^-} \quad (178)$$

$$\bar{Z}_2^e = \frac{\bar{V}_2^+}{\bar{I}_2^+} = \frac{\bar{V}_2^-}{\bar{I}_2^-}. \quad (179)$$

O próximo passo consiste na definição de duas funções custo que relacionam as impedâncias de sequência experimentais e analíticas, sendo estas últimas definidas por (174)-(177). Neste caso, há uma função custo para cada sequência. De forma a simplificar o equacionamento e facilitar a análise, as impedâncias analíticas da primeira e segunda sequências serão definidas respectivamente como  $\bar{Z}_1 = \bar{Z}_1^+ = \bar{Z}_1^-$  e  $\bar{Z}_2 = \bar{Z}_2^+ = \bar{Z}_2^-$ , sendo reescritas conforme segue.

$$\bar{Z}_1 = \tilde{R}^s + \frac{X_1^{m2} \cdot \tilde{R}_1^{r'}}{\tilde{R}_1^{r'^2} + (X_1^m + X_1^{\delta r'})^2} + j \left[ X_1^m + X_1^{\delta s} - \frac{X_1^{m2} \cdot (X_1^m + X_1^{\delta r'})}{\tilde{R}_1^{r'^2} + (X_1^m + X_1^{\delta r'})^2} \right] \quad (180)$$

$$\bar{Z}_2 = \tilde{R}^s + \frac{X_3^{m2} \cdot \tilde{R}_3^{r'}}{\tilde{R}_3^{r'^2} + (X_3^m + X_3^{\delta r'})^2} + j \left[ X_3^m + X_3^{\delta s} - \frac{X_3^{m2} \cdot (X_3^m + X_3^{\delta r'})}{\tilde{R}_3^{r'^2} + (X_3^m + X_3^{\delta r'})^2} \right] \quad (181)$$

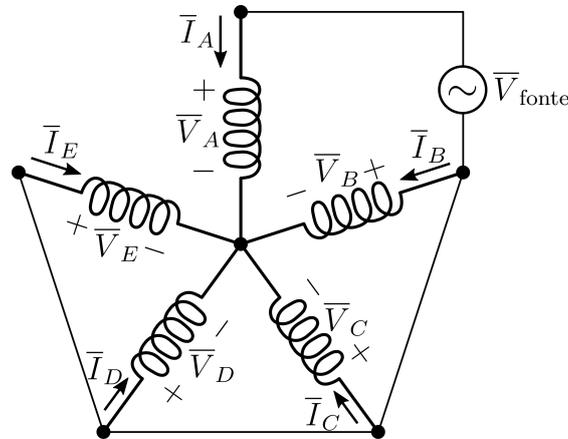
As funções custo de primeira sequência,  $\bar{F}_1$ , e de segunda sequência,  $\bar{F}_2$ , foram adaptadas de (BENZAQUEN et al., 2017; PEREIRA et al., 2017a; PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018) e definidas como:

$$\bar{F}_1 = \left( \frac{\bar{Z}_1^e - \bar{Z}_1}{\bar{Z}_1^e} \right) \cdot \left( \frac{\bar{Z}_1^e - \bar{Z}_1}{\bar{Z}_1^e} \right)^* \quad (182)$$

$$\bar{F}_2 = \left( \frac{\bar{Z}_2^e - \bar{Z}_2}{\bar{Z}_2^e} \right) \cdot \left( \frac{\bar{Z}_2^e - \bar{Z}_2}{\bar{Z}_2^e} \right)^*. \quad (183)$$

Da minimização de (182), são obtidos os parâmetros correspondentes ao circuito fundamental. Já os parâmetros do circuito de terceiro harmônico são obtidos a partir da minimização de (183). Os aspectos práticos relevantes quanto à minimização de  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  são discutidos na próxima seção.

Figura 47 – Arranjo usado para a execução do ensaio do método baseado no modelo de regime permanente em desbalanço.



Fonte: o autor (2021).

### 5.3 Aspectos Práticos da Implementação do Método

Nesta seção são discutidos aspectos práticos para a implementação do método baseado no modelo de regime permanente senoidal para a operação desbalanceada. Uma vez que existem diversas etapas até a obtenção das estimativas dos parâmetros, iniciando com a realização do ensaio e incluindo a aquisição e tratamento dos dados experimentais, a obtenção numérica dos fasores e a minimização das funções custo, existem também diversas formas de executar estas etapas, sendo necessário defini-las. Também é apresentado um estudo sobre a sensibilidade dos parâmetros em função da frequência das tensões dos ensaios e é discutido o impacto da frequência das tensões e correntes induzidas nas estimativas dos parâmetros do rotor. Por fim, o fluxograma do método é apresentado ao final da seção.

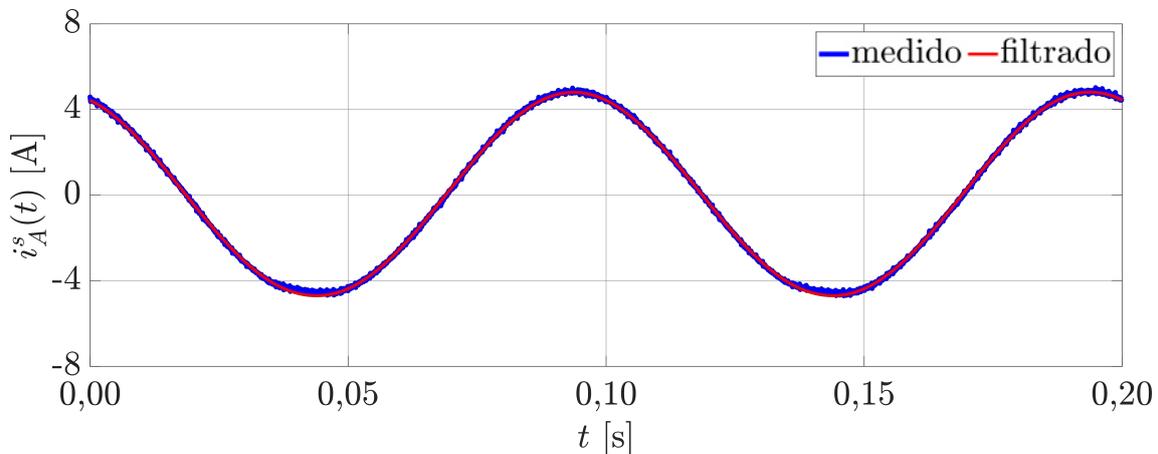
#### 5.3.1 Realização dos Ensaio

Conforme explicado, o método descrito neste capítulo necessita de ensaios com tensões senoidais tais que  $\bar{V}_B = \bar{V}_E$  e  $\bar{V}_C = \bar{V}_D$ . Neste caso, por questão de praticidade e simplicidade, optou-se por conectar os enrolamentos das fases B, C, D e E ao terminal negativo da fonte utilizada conectada à fase A, conforme mostrado na Figura 47.

#### 5.3.2 Filtragem e tratamento dos dados experimentais

O método de estimação apresentado neste capítulo exige a determinação de fasores a partir das medições de tensões e correntes de fase do estator. Portanto, a aquisição de dados deve ser feita com a maior taxa de amostragem possível, de forma a aumentar a acurácia com que os fasores são estimados. Outro aspecto importante diz respeito à filtragem dos dados adquiridos experimentalmente. Deve-se utilizar um filtro que não altere a fase das grandezas medidas, pois isto ocasionaria erros na determinação dos fasores das tensões e correntes, o que por sua vez acarretaria em erros na determinação das impedâncias de sequência experimentais, erros estes que seriam propagados aos parâmetros estimados. De forma a mitigar estes efeitos indesejados, utilizou-se um filtro de Resposta ao Impulso Infinita (IIR) passa-faixa de ordem 2 e fase zero (OPPENHEIM; SCHAFFER,

Figura 48 – Efeito da filtragem na corrente da fase A do estator utilizada na estimação dos parâmetros do protótipo #m2.



Fonte: o autor (2021).

2011), o qual mostrou-se o mais adequado dentre todas as opções testadas. As frequências de corte do filtro foram definidas como  $f_1 = 0,3 \cdot f$  e  $f_2 = 2 \cdot f$ , sendo  $f$  a frequência da componente fundamental do sinal filtrado.

De forma a ilustrar o efeito do filtro escolhido, a Figura 48 mostra a corrente da fase A do estator do protótipo #m2 antes e após a aplicação do filtro IIR, a qual foi obtida experimentalmente de um ensaio utilizado na estimação dos parâmetros deste protótipo, onde foi aplicada uma tensão com frequência de 10 Hz à fase A do estator. Pode-se verificar que o ruído foi atenuado sem ocorrer distorção na fase da corrente medida.

### 5.3.3 Determinação numérica dos fasores

A minimização das funções custo  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  exige o conhecimento dos fasores relativos às componentes simétricas de sequência das tensões e correntes do estator, cuja determinação é realizada a partir das tensões e correntes experimentais de fase do estator. Após a filtragem e tratamento das medições destas grandezas, os fasores relativos a cada uma delas é obtido através da Transformada Rápida de Fourier aplicada durante um ciclo conforme segue (ZHOU et al., 2018).

$$\bar{Y} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \quad (184)$$

Na expressão anterior,  $\bar{Y}$  é o fasor correspondente à grandeza senoidal amostrada  $y(t)$  e  $N$  é o número de amostras contidas em um ciclo de  $y(t)$ .

Após a determinação dos fasores correspondentes às tensões e correntes de fase do estator, os fasores das componentes simétricas de sequência das tensões e correntes são obtidos da transformação matricial dada por (44), a qual é reproduzida abaixo, aplicada

ao conjunto de fasores genéricos  $\bar{Y}_n$ , sendo  $n = A \cdots E$  e com  $a = e^{j\frac{2\pi}{5}}$ .

$$\begin{bmatrix} \bar{Y}_0 \\ \bar{Y}_1^+ \\ \bar{Y}_2^+ \\ \bar{Y}_2^- \\ \bar{Y}_1^- \end{bmatrix} = \frac{1}{5} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 & a^3 & a^4 \\ 1 & a^2 & a^4 & a^6 & a^8 \\ 1 & a^3 & a^6 & a^9 & a^{12} \\ 1 & a^4 & a^8 & a^{12} & a^{16} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{Y}_A \\ \bar{Y}_B \\ \bar{Y}_C \\ \bar{Y}_D \\ \bar{Y}_E \end{bmatrix}. \quad (185)$$

### 5.3.4 Minimização das Funções Custo

Cada impedância de sequência analítica é formada por cinco parâmetros, podendo ser dividida em uma parte real e uma parte imaginária. Igualmente, ambas as impedâncias de sequência experimentais podem ser divididas em uma parte real e uma parte imaginária. Desta forma, na prática, cada circuito de sequência possui duas equações para determinação de cinco parâmetros. Uma maneira de diminuir os graus de liberdade do problema de minimização de  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  é determinando a resistência do estator através de um ensaio separado. A estimação da resistência de fase do enrolamento do estator pode ser realizada através de um ensaio em CC, ou utilizando um ohmímetro. Como consequência, o número de graus de liberdade diminui para quatro.

Uma vez que há mais incógnitas a determinar do que equações, existe um grande número de combinações distintas de parâmetros que minimizam  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$ , sendo que muitas desta combinações não são fisicamente possíveis. Desta forma, a factibilidade dos parâmetros estimados como solução do problema de minimização é fortemente dependente do algoritmo de otimização escolhido e de sua inicialização. A fim de garantir que os parâmetros sejam fisicamente coerentes, é necessário definir limites inferiores e superiores de valores que os parâmetros podem assumir, bem como relações matemáticas entre os mesmos.

Nesta Tese, a minimização de  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  foi realizada utilizando a função *fmincon* disponível no software *MATLAB*<sup>®</sup>, a qual é baseada no Método de Otimização dos Pontos Interiores (BYRD; HRIBAR; NOCEDAL, 1999; BYRD; GILBERT; NOCEDAL, 2000; WALTZ et al., 2006). De maneira a determinar o espaço de busca da minimização de  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  sem exigir qualquer tipo de conhecimento prévio sobre o valor dos parâmetros a serem estimados, foi definido que  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  serão inicialmente minimizadas assumindo que as reatâncias de dispersão são nulas. Como a resistência do estator é assumida conhecida, serão obtidas estimativas iniciais das reatâncias de magnetização ( $X_{1,a}^m$  e  $X_{3,a}^m$ ) e das resistências do rotor ( $\tilde{R}_{1,a}^{r'}$  e  $\tilde{R}_{3,a}^{r'}$ ), sendo admitidos apenas valores positivos para estes parâmetros. Após,  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  são novamente minimizadas procurando a solução em um espaço de busca definido com base nas estimativas iniciais aproximadas das reatâncias de magnetização e resistências do rotor onde considerou-se que as reatâncias de dispersão eram nulas, conforme segue.

$$0,5 \cdot X_{1,a}^m \leq X_1^m \leq 2 \cdot X_{1,a}^m \quad (186)$$

$$0 \leq X_1^s \leq 0,1 \cdot X_{1,a}^m \quad (187)$$

$$0 \leq X_1^{\delta r'} \leq 0,1 \cdot X_{1,a}^m \quad (188)$$

$$0,5 \cdot \tilde{R}_{1,a}^{r'} \leq \tilde{R}_1^{r'} \leq 2 \cdot \tilde{R}_{1,a}^{r'} \quad (189)$$

$$0,5 \cdot X_{3,a}^m \leq X_3^m \leq 2 \cdot X_{3,a}^m \quad (190)$$

$$0 \leq X_3^s \leq X_{3,a}^m \quad (191)$$

$$0 \leq X_3^{\delta r'} \leq X_{3,a}^m \quad (192)$$

$$0,5 \cdot \tilde{R}_{3,a}^{r'} \leq \tilde{R}_3^{r'} \leq 2 \cdot \tilde{R}_{3,a}^{r'} \quad (193)$$

Para a minimização de  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$ , a função *fmincon* foi configurada de forma a utilizar as seguintes restrições, as quais são baseadas em relações típicas observadas entre os parâmetros de máquinas de indução:

$$X_1^{\delta s} \leq 0,1 \cdot X_1^m \quad (194)$$

$$X_1^{\delta r'} \leq 0,1 \cdot X_1^m \quad (195)$$

$$X_3^{\delta s} \leq X_3^m \quad (196)$$

$$X_3^{\delta r'} \leq X_3^m \quad (197)$$

$$(198)$$

### 5.3.5 Análise de Sensibilidade em Função da Frequência

Uma característica importante do método apresentado neste capítulo é a influência da frequência das tensões de alimentação no valor das reatâncias, as quais alteram as impedâncias de sequência  $\bar{Z}_1$  e  $\bar{Z}_2$ , que por sua vez se propagam para  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$ . Por este motivo, nessa subseção é apresentada uma análise mais detalhada do impacto da frequência e dos parâmetros nas impedâncias de sequência, com o objetivo de determinar à quais parâmetros e em quais frequências estas impedâncias são mais sensíveis. Um parâmetro ao qual a impedância de sequência seja pouco sensível é mais difícil de ser estimado com acurácia, pois pequenos erros na minimização da função custo podem representar um erro grande na estimativa deste parâmetro. Pelo mesmo motivo, parâmetros aos quais  $\bar{Z}_1$  e  $\bar{Z}_2$  apresentem uma grande sensibilidade são mais prováveis de serem estimados com acurácia, pois pequenos erros na minimização da função custo terão pouco impacto nas estimativas destes parâmetros. Embora a análise tenha sido realizada avaliando o impacto individual de cada parâmetro em  $\bar{Z}_1$  e  $\bar{Z}_2$ , deve-se considerar que pode haver erros nas estimativas de todos os parâmetros mesmo que  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  tenham sido satisfatoriamente minimizadas. Assim, esta análise de sensibilidade possui também o objetivo de averiguar em quais faixas de frequência cada parâmetro é mais propenso a ser estimado com maior acurácia, uma vez que pequenos erros em parâmetros com alto impacto nas impedâncias de sequência podem ser compensados por grandes erros em parâmetros que possuem baixo impacto em  $\bar{Z}_1$  e  $\bar{Z}_2$ .

Existem diversas formas de determinar a sensibilidade de uma função em relação aos seus parâmetros. Na literatura de máquinas de indução, a mais usual é a utilização de coeficientes de sensibilidade (ANSUJ; SHOKOOH; SCHINZINGER, 1989; SANCHEZ; PILLAY, 1994; PEDRA; CORCOLES, 2004), os quais são calculados através de:

$$S_W^\beta = \frac{\partial W}{\partial \beta} \cdot \frac{\beta}{W} \quad (199)$$

Na última expressão,  $S_W^\beta$  representa a sensibilidade da função  $W$  em relação ao parâmetro  $\beta$ . O segundo termo do produto,  $\frac{\beta}{W}$ , garante que o coeficiente de sensibilidade seja um número adimensional e normalizado, sendo possível comparar os coeficientes de diferentes parâmetros para se ter uma noção em relação a qual  $W$  é mais sensível. Ainda, o coeficiente de sensibilidade pode ser interpretado como a variação percentual em  $W$  devido à variação de 1% em  $\beta$  (ANSUJ; SHOKOOH; SCHINZINGER, 1989). Para o

método de estimação descrito, a utilização do coeficiente de sensibilidade dado por (199) diretamente em  $\overline{F}_1$  e  $\overline{F}_2$  não é possível, pois o valor destas funções custo para os valores exatos dos parâmetros é zero, o que torna impossível o cálculo do termo de normalização  $\frac{\beta}{\overline{W}}$ .

Por outro lado, é possível calcular coeficientes de sensibilidade para as impedâncias de sequência  $\overline{Z}_1$  e  $\overline{Z}_2$ , os quais dão uma noção sobre a variação dos parâmetros que causam um impacto maior no valor destas impedâncias. Uma vez que  $\overline{Z}_1$  e  $\overline{Z}_2$  são números complexos, é necessário determinar os coeficientes de sensibilidade dos parâmetros para a parte real e a parte imaginária das impedâncias. Assim, os coeficientes de sensibilidade são calculados conforme segue.

$$S_{\text{Re}\{\overline{Z}_x\}}^{p_{xi}} = \frac{\partial \text{Re}\{\overline{Z}_x\}}{\partial p_{xi}} \cdot \frac{p_{xi}}{\text{Re}\{\overline{Z}_x\}} \quad (200)$$

$$S_{\text{Im}\{\overline{Z}_x\}}^{p_{xi}} = \frac{\partial \text{Im}\{\overline{Z}_x\}}{\partial p_{xi}} \cdot \frac{p_{xi}}{\text{Im}\{\overline{Z}_x\}} \quad (201)$$

Nas últimas expressões,  $\text{Re}\{\overline{Z}_x\}$  e  $\text{Im}\{\overline{Z}_x\}$  são a parte real e a parte imaginária da impedância de sequência  $\overline{Z}_x$  e  $p_{xi}$  é obtido da linha  $x$  e da coluna  $i$  da matriz dos parâmetros  $\mathfrak{P}$ , dada por:

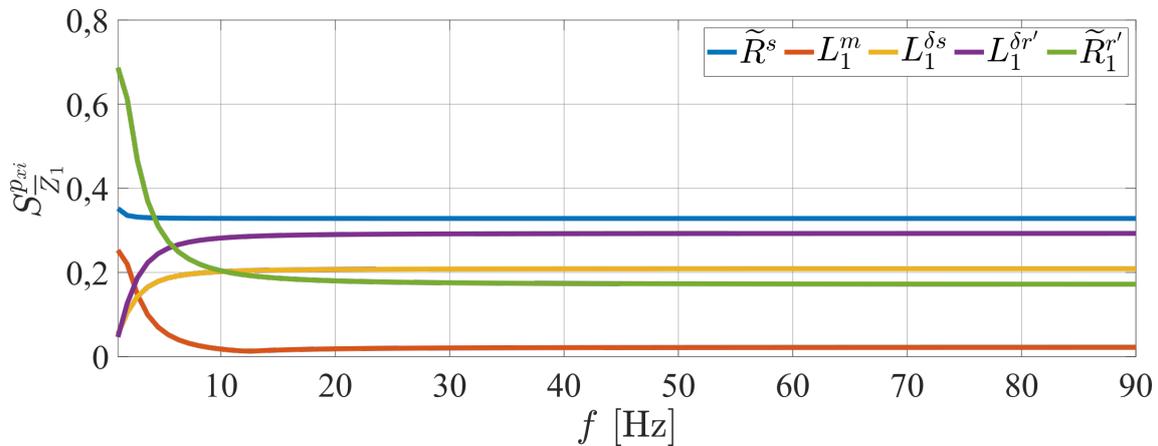
$$\mathfrak{P} = \begin{bmatrix} \tilde{R}^s & L_1^m & L_1^{\delta s} & L_1^{\delta r'} & \tilde{R}_1^{r'} \\ \tilde{R}^s & L_3^m & L_3^{\delta s} & L_3^{\delta r'} & \tilde{R}_3^{r'} \end{bmatrix} \quad (202)$$

Como dois coeficientes de sensibilidade são associados a cada parâmetro, sendo um relativo à parte real e outro à parte imaginária da impedância, o coeficiente de sensibilidade global  $S_{\overline{Z}_x, p_{xi}}$  associado a este parâmetro foi definido como sendo a média aritmética do módulo destes coeficientes, conforme segue.

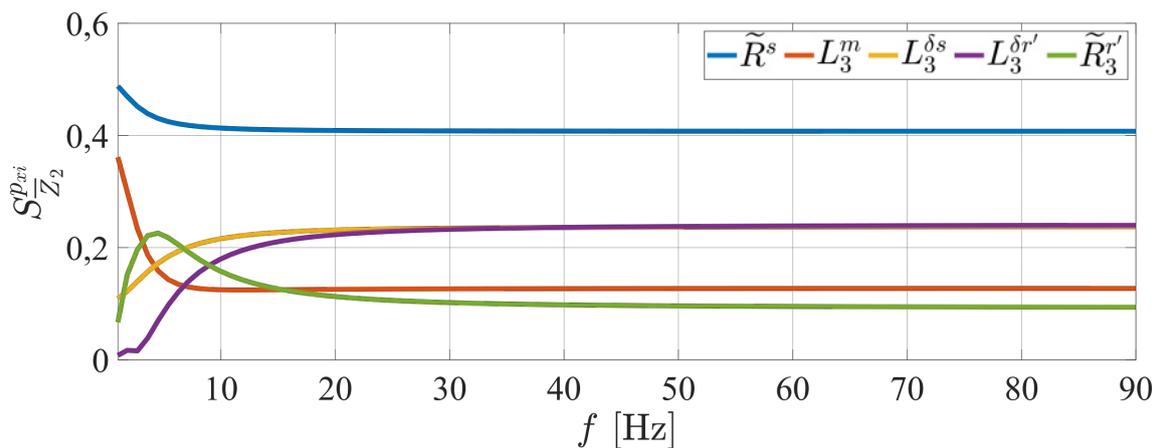
$$S_{\overline{Z}_x}^{p_{xi}} = \frac{|S_{\text{Re}\{\overline{Z}_x\}}^{p_{xi}}| + |S_{\text{Im}\{\overline{Z}_x\}}^{p_{xi}}|}{2} \quad (203)$$

Uma vez que a frequência altera as reatâncias das indutâncias, que por sua vez alteram as impedâncias, os coeficientes de sensibilidade também dependem da frequência, sendo necessário avaliar o impacto desta grandeza no valor dos coeficientes de sensibilidade. Assim, a Figura 49 mostra o coeficiente de sensibilidade dos parâmetros em função da frequência em relação a  $\overline{Z}_1$ , enquanto a Figura 50 apresenta os coeficientes de sensibilidade relativos a  $\overline{Z}_2$ . Todos os coeficientes foram calculados utilizando os valores de cálculo dos parâmetros do protótipo #m1.

Analisando a Figura 49, nota-se que o coeficiente de sensibilidade de  $L_1^m$  em relação a  $\overline{Z}_1$  é muito pequeno em frequências acima de 5 Hz em comparação com os coeficientes dos demais parâmetros do circuito fundamental. Desta forma, as melhores estimativas de  $L_1^m$  são obtidas com ensaios realizados em frequências baixas, próximas de zero. Uma vez que ensaios com tensões senoidais muito próximas desta frequência não são facilmente realizáveis, definiu-se que  $L_1^m$  seja estimado em ensaios com a mesma frequência das tensões e correntes induzidas no rotor na operação nominal, a qual fica em torno de 1,5 Hz na máquina analisada. Esta frequência também é a mais indicada para a estimação de  $\tilde{R}_1^{r'}$ , cujo coeficiente de sensibilidade é o maior na faixa de frequência entre 0 e 3 Hz. Para  $L_1^{\delta s}$  e  $L_1^{\delta r'}$ , os maiores coeficientes de sensibilidade são obtidos em frequências acima de 10 Hz, sendo esta a faixa mais indicada para a estimação destes parâmetros.

Figura 49 – Sensibilidade de  $\bar{Z}_1$ .

Fonte: o autor (2021).

Figura 50 – Sensibilidade de  $\bar{Z}_2$ .

Fonte: o autor (2021).

A Figura 50 leva a conclusões semelhantes a respeito de  $\bar{Z}_2$ . A indutância de magnetização,  $L_3^m$ , apresenta o seu máximo coeficiente de sensibilidade próximo de zero, e os valores vão diminuindo conforme aumenta-se a frequência. O valor máximo do coeficiente de sensibilidade referente a  $\tilde{R}_3^{r'}$  ocorre próximo de 5 Hz, sendo este o valor mais recomendado para a estimação deste parâmetro. Já as indutâncias de dispersão apresentam seus maiores coeficientes de sensibilidade em frequências acima de 20 Hz, sendo esta, portanto, a faixa mais adequada para a estimação de  $L_3^{\delta s}$  e  $L_3^{\delta r'}$ .

De forma geral, conclui-se então que as melhores estimativas de  $L_1^m$ ,  $\tilde{R}_1^{r'}$ ,  $L_3^m$  e  $\tilde{R}_3^{r'}$  são obtidas em ensaios com frequências baixas, próximas daquela observada nas tensões e correntes induzidas no rotor durante a operação nominal da máquina, enquanto as melhores estimativas de  $L_1^{\delta s}$ ,  $L_1^{\delta r'}$ ,  $L_3^{\delta s}$  e  $L_3^{\delta r'}$  são obtidas com frequências mais elevadas. Entretanto, conforme será detalhado na próxima subseção, deve-se atentar que as estimativas dos parâmetros do rotor que forem obtidas em frequências diferentes daquela

observada durante a operação nominal serão impactadas pelo efeito pelicular.

### 5.3.6 Impacto da Frequência nos Parâmetros do Rotor

Conforme explicado anteriormente, a frequência das tensões e correntes induzidas no rotor impacta no valor dos parâmetros devido ao efeito pelicular. Em frequências mais elevadas, observadas predominantemente nos enrolamentos do rotor na partida, a corrente se concentra no topo das barras do rotor na parte próxima do entreferro, resultando em uma resistência efetiva maior e em uma indutância de dispersão menor. Conforme a máquina acelera e se aproxima do regime permanente, a corrente se distribui mais uniformemente pelas barras, ocasionando a diminuição da resistência e o aumento da indutância de dispersão do rotor (PYRHONEN; HRABOVCOVA; JOKINEN, 2008). Deve ser ressaltado que existem métodos analíticos para determinação da variação destes parâmetros em função da frequência das tensões e correntes no rotor, os quais foram obtidos para máquinas trifásicas mas que podem também ser usados para máquinas pentafásicas (PYRHONEN; HRABOVCOVA; JOKINEN, 2008). Estes métodos, contudo, requerem o conhecimento detalhado dos dados dimensionais e dos enrolamentos (dados de projeto) da máquina, os quais usualmente não estão disponíveis.

Uma vez que os ensaios necessários para a aplicação do método descrito neste capítulo são realizados com o rotor parado, a frequência das tensões e correntes no rotor é igual à frequência das tensões aplicadas aos terminais do estator; desta forma, é possível associar as estimativas dos parâmetros à frequência utilizada no ensaio. Adicionalmente, ao se estimar os parâmetros do rotor utilizando diversos ensaios com frequências distintas, torna-se possível observar o impacto que a variação da frequência ocasiona nestes parâmetros, permitindo inclusive que esta variação seja aproximada por modelos numéricos sem a necessidade de conhecimento de dados de projeto da máquina. Quanto aos parâmetros do estator, os mesmos são relativamente menos afetados pela frequência dos ensaios, pois o efeito pelicular é bem menos pronunciado devido ao fato dos enrolamentos do estator serem constituídos por condutores circulares com seção transversal muito menor que a das barras do rotor. Este é o caso típico de enrolamentos de baixa tensão do estator e que justifica o fato de que o efeito pelicular é geralmente desconsiderado para o enrolamento do estator. Portanto, neste método, os parâmetros do estator serão considerados constantes para todas as frequências.

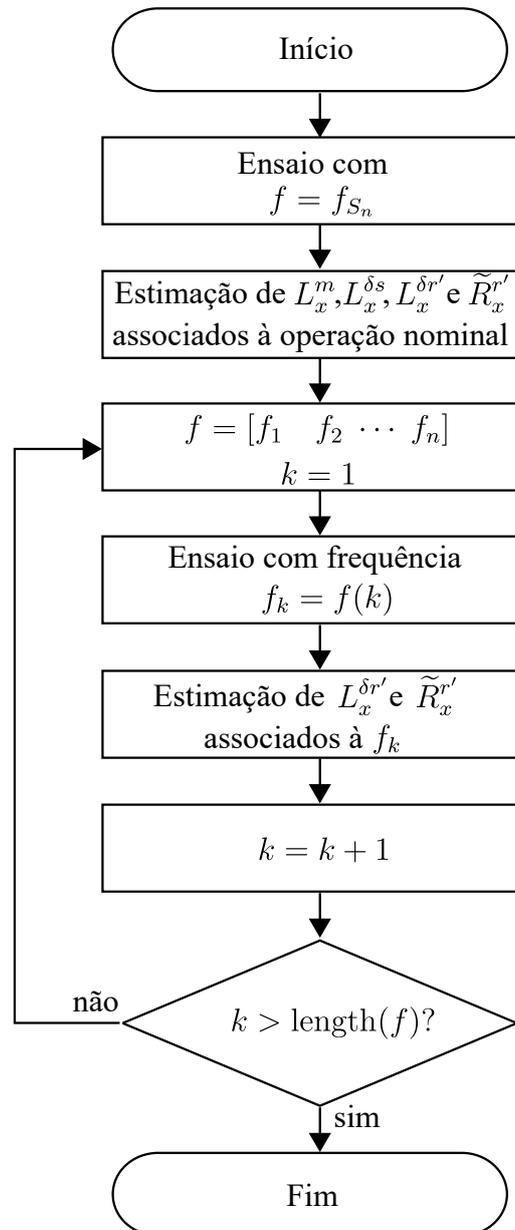
### 5.3.7 Resumo e Fluxograma do Método

O fluxograma mostrado na Figura 51 sumariza os passos necessários para a aplicação do método proposto neste capítulo. Conforme visto nas subseções anteriores, existem diversos aspectos que influenciam nos parâmetros estimados, entre os quais destaca-se a frequência do ensaio. De forma a aplicar o método de maneira consistente para ser possível estimar os parâmetros com boa acurácia e considerar o impacto da frequência nos parâmetros do rotor, definiu-se o procedimento descrito na sequência. Inicialmente, estimam-se todos os parâmetros em um ensaio com tensões cuja frequência corresponde à frequência de operação nominal; conforme demonstrado, essa faixa de frequência é a mais adequada para a estimação das indutâncias de magnetização e das resistências do rotor. Esta frequência é aquela associada ao escorregamento nominal e é dada por

$$f_{S_n} = f_n \cdot S_n, \quad (204)$$

sendo  $f_{S_n}$  a frequência associada ao escorregamento nominal,  $f_n$  a frequência nominal e  $S_n$  o escorregamento nominal.

Figura 51 – Fluxograma do método baseado no modelo de regime permanente.



Fonte: o autor (2021).

Na sequência, realizam-se ensaios com frequências crescentes iguais a  $f = \{f_1 \dots f_n\}$ , sendo  $f_1 > f_{S_n}$ . Nesta última etapa, apenas os parâmetros do rotor são estimados; os parâmetros do estator são considerados constantes e iguais às estimativas obtidas no primeiro ensaio com  $f = f_{S_n}$ . De forma a eliminar possíveis soluções infactíveis, o algoritmo de minimização de  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  foi configurado de forma que valor mínimo admitido para as estimativas das resistências do rotor fosse igual ao valor estimado na frequência imediatamente anterior; semelhantemente, o valor máximo admitido para as estimativas das indutâncias de dispersão do rotor foi o valor estimado para a frequência imediatamente anterior. Estas restrições impõem uma variação suave nos parâmetros e, assim, estão também de acordo com o comportamento dos mesmos em função da frequência observado

em máquinas trifásicas (PYRHONEN; HRABOVCOVA; JOKINEN, 2008).

## 5.4 Resultados e Validação Experimental

Assim como foi realizado nos capítulos anteriores, a análise e validação do método baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada teve como base a estimação dos parâmetros dos protótipos #m1 e #m2 e a comparação das correntes medidas nos ensaios com as correntes simuladas utilizando os parâmetros estimados. De forma a verificar o impacto da frequência nas estimativas dos parâmetros do rotor, os parâmetros dos protótipos foram estimados através de ensaios com frequências de 5, 10, 20, 30, 40, 50 e 60 Hz. Para estas frequências, apenas os parâmetros do rotor associados aos circuitos fundamental e de terceiro harmônico foram estimados; as estimativas das indutâncias de magnetização e de dispersão do estator são obtidas no ensaio com a frequência nominal do rotor e são consideradas constantes em todas as demais frequências testadas. Conforme explicado na seção anterior, esta escolha se justifica pelo fato de que as indutâncias de magnetização possuem pouca influência nas impedâncias de sequência em frequências mais elevadas. Embora estas impedâncias sejam bastante sensíveis às indutâncias de dispersão do estator, este parâmetro é pouco afetado pela frequência das tensões utilizadas nos ensaios uma vez que os enrolamentos do estator são pouco afetados pelo impacto do efeito pelicular, conforme explicado anteriormente. Embora não haja estudos abordando de forma aprofundada o impacto da frequência nos parâmetros do rotor de máquinas de indução pentafásicas, no caso das máquinas trifásicas existem diversos trabalhos provando que a desconsideração da influência da frequência nos parâmetros do rotor leva a resultados insatisfatórios, especialmente no caso de máquinas de média e alta potência, onde a altura das barras do rotor são relativamente maiores em comparação com máquinas de baixa potência (BENZAQUEN et al., 2017; PEREIRA; PERIN; PEREIRA, 2018; PEREIRA et al., 2019).

### 5.4.1 Resultados Experimentais para o Protótipo #m1

O ensaio utilizado para a determinação dos parâmetros associados à condição de operação nominal do protótipo #m1 foi realizado com frequência de 1,5 Hz, a qual foi calculada a partir de (204) em conjunto com os dados referentes a #m1 mostrados no Apêndice A. O valor da amplitude da fonte de tensão utilizada foi definida como 8 V, valor escolhido para evitar o surgimento de correntes muito elevadas e consequentemente mitigar a possibilidade de danificar os enrolamentos da máquina, uma vez que o ensaio é realizado sem ventilação (rotor parado). A Figura 52 mostra a tensão e a corrente medidas com este ensaio.

As correntes da fase A do estator para os ensaios com frequência de 5 Hz a 60 Hz, utilizados na estimação dos parâmetros do rotor dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico, são apresentados na Figura 53. Nota-se que a amplitude da corrente diminui conforme a frequência aumenta, o que é explicado pelo fato das reatâncias serem proporcionais à frequência. Uma vez que o aumento das reatâncias aumenta a impedância vista dos terminais da máquina, a corrente consequentemente diminui ao se manter a amplitude da tensão aplicada constante.

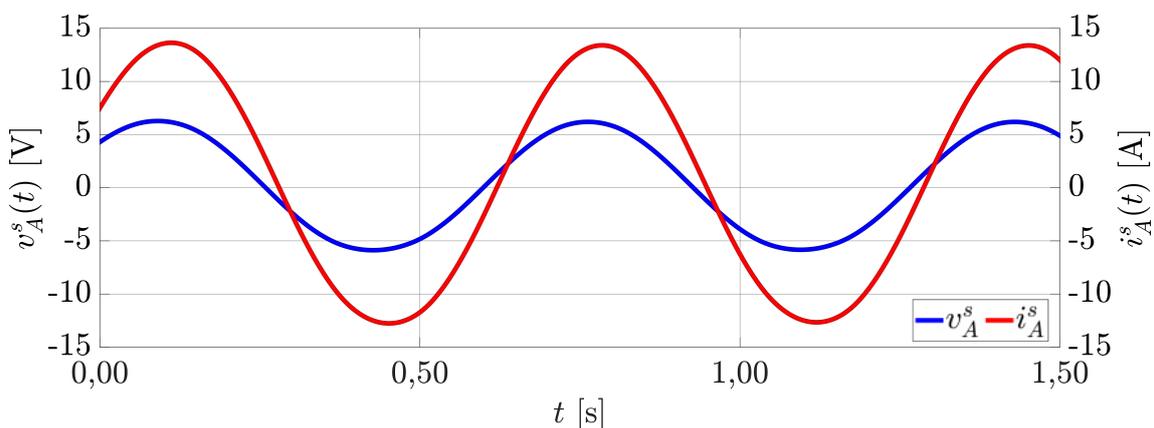
### 5.4.2 Parâmetros Estimados

Conforme explicado, os parâmetros elétricos associados à condição nominal do protótipo #m1 foram estimados utilizando o ensaio com frequência de 1,5 Hz. Considerando as

demais frequências, estimou-se apenas as indutâncias de dispersão do rotor e as resistências do rotor assumindo-se os demais parâmetros constantes e iguais às estimativas obtidas para a condição nominal. Desta forma, a Figura 55a mostra as estimativas das indutâncias de dispersão do rotor obtidas para os circuitos fundamental e de terceiro harmônico, verificando-se que estes parâmetros diminuem conforme a frequência do ensaio aumenta. Este resultado é semelhante ao observado em máquinas trifásicas, onde o aumento da frequência do rotor está associado à diminuição da indutância de dispersão do rotor devido ao impacto do efeito pelicular (ZHOU et al., 1998; GRANTHAM; MCKINNON, 2003).

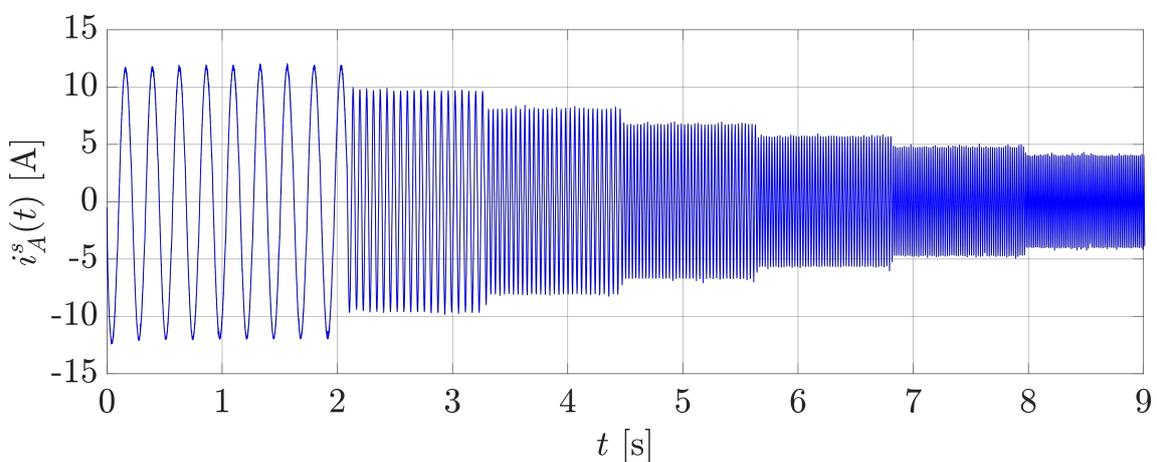
A Figura 55b mostra as estimativas da resistência do rotor obtidas para os circuitos fundamental e de terceiro harmônico. Novamente obtiveram-se resultados semelhantes aos observados em máquinas trifásicas, onde o aumento da frequência das tensões e correntes induzidas no rotor ocasiona o aumento da resistência do rotor devido ao efeito pelicular (PYRHONEN; HRABOVCOVA; JOKINEN, 2008). Observa-se ainda que a

Figura 52 – Tensão e corrente experimentais da fase A do estator (protótipo #m1).



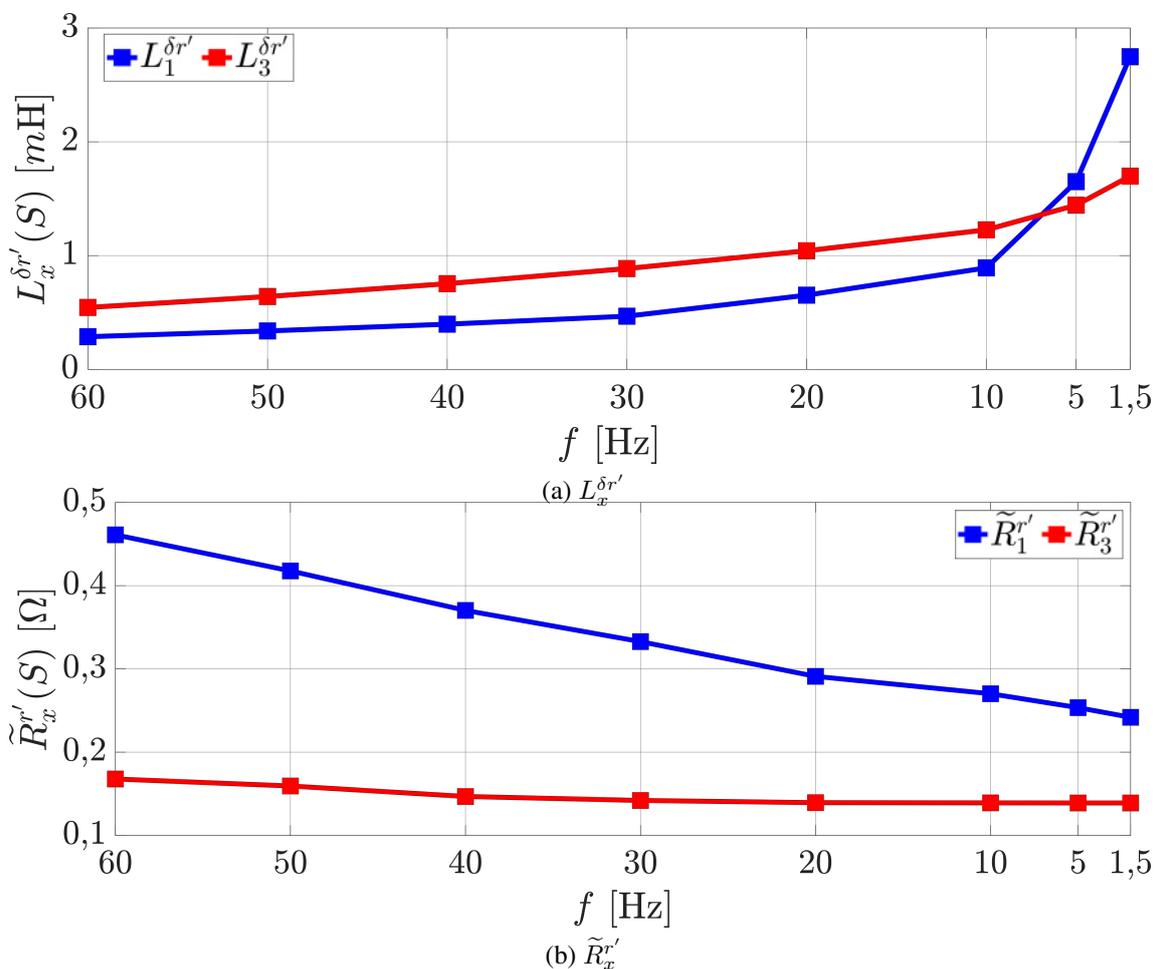
Fonte: o autor (2021).

Figura 53 – Correntes experimentais da fase A do estator (protótipo #m1).



Fonte: o autor (2021).

Figura 54 – Parâmetros estimados para o protótipo #m1.



Fonte: o autor (2021).

amplitude da variação devido à frequência não é idêntica nos parâmetros dos dois circuitos equivalentes, sendo menos acentuada no circuito de terceiro harmônico, em especial na resistência do rotor. Por exemplo, no circuito fundamental, o valor da resistência do rotor referente à partida da máquina (60 Hz) é 193,9% do valor associado à operação nominal (1,5 Hz); no circuito de terceiro harmônico, obteve-se que a resistência do rotor na partida da máquina é 146,8% do valor observado na operação nominal. Embora os resultados estejam dentro do esperado, reitera-se que não há estudos aprofundados sobre o impacto do efeito pelicular nos parâmetros associados a componentes harmônicos da indução do entreferro de máquinas de indução com mais de três fases, não sendo possível comparar estes resultados com os de outros trabalhos.

De forma a verificar se a minimização das funções custo  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  foi realizada com sucesso, a Tabela 11 apresenta o valor absoluto dos erros percentuais entre as impedâncias de sequência experimentais, obtidas a partir das medições nos ensaios realizados, e as impedâncias de sequência calculadas com os parâmetros estimados. Neste caso, os erros foram calculados para o módulo e a fase das impedâncias, sendo utilizadas as impedâncias de sequência experimentais como referência. A Tabela 11 mostra que os erros para  $\bar{Z}_1$  começam a surgir a partir do ensaio com 40 Hz, não sendo significativos em

Tabela 11 – Erros percentuais nas impedâncias de sequência do protótipo #m1.

frequência (Hz)	erros em $\bar{Z}_1$		erros em $\bar{Z}_2$	
	módulo	fase	módulo	fase
1,5	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%
5	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%
10	0,0%	0,0%	2,9%	9,8%
20	0,0%	0,0%	1,7%	7,5%
30	0,0%	0,0%	4,9%	5,5%
40	1,1%	0,6%	7,6%	4,9%
50	3,5%	1,5%	10,3%	4,8%
60	6,5%	2,2%	12,5%	4,6%

frequências menores. Os maiores erros encontrados em relação a esta impedância foram no ensaio com frequência de 60 Hz, sendo iguais a 6,5% no módulo e 2,2% na fase. Para  $\bar{Z}_2$ , os erros tornam-se significativos a partir da frequência de 10 Hz, mantendo-se abaixo de 10% tanto no módulo quanto na fase até a frequência de 50 Hz. O maior erro no módulo de  $\bar{Z}_2$  foi 12,5%, observado no ensaio realizado a 60 Hz, enquanto o maior erro na fase de  $\bar{Z}_2$  foi encontrado no ensaio com frequência de 10 Hz, sendo igual a 9,8%. Entre as possíveis explicações para a ocorrência destes erros, está a desconsideração da saturação magnética, cujo nível não é o mesmo em todas as frequências. Deve-se enfatizar, contudo, que o efeito da saturação não foi investigado em conexão com este método. Uma vez que assumiu-se que tanto as indutâncias de magnetização quanto as indutâncias de dispersão do estator eram constantes em todas as frequências, o impacto da saturação magnética nestas indutâncias pode ter sido compensado nas estimativas dos parâmetros do rotor. No caso de  $\bar{Z}_2$ , os erros foram maiores e começaram a ser significativos a partir de 10 Hz devido ao fato da indutância de magnetização do circuito de terceiro harmônico ser da mesma ordem de grandeza que as indutâncias de dispersão, possuindo, portanto, um maior impacto em  $\bar{Z}_2$ . De fato, conforme analisado na seção anterior, o coeficiente de sensibilidade de  $L_3^m$  em relação à  $\bar{Z}_2$  é bastante superior ao coeficiente de sensibilidade de  $L_1^m$  em relação à  $\bar{Z}_1$ , explicando em grande parte os resultados obtidos. De qualquer forma, os erros obtidos são aceitáveis e permitem avaliar o impacto da frequência nos parâmetros do rotor.

A Tabela 12 mostra os parâmetros estimados no ensaio com frequência nominal em comparação com os parâmetros calculados através do procedimento descrito em (PEREIRA et al., 2006), onde as diferenças estão em módulo e foram calculadas utilizando os parâmetros de cálculo como referência. No caso do circuito fundamental, a maior diferença foi encontrada em  $L_1^{\delta s}$ , sendo igual a 54,3%, enquanto a menor diferença foi 6,5%, referente a  $L_1^m$ . Considerando o circuito de terceiro harmônico, as diferenças ficaram entre 4,9%, encontrada em  $L_3^m$ , e 29,8%, observada em  $L_3^{\delta r'}$ . Com base nos resultados apresentados na Tabela 12, pode-se afirmar que as estimativas estão próximas dos valores de cálculo, sendo observadas diferenças mais significativas nas indutâncias de dispersão. De qualquer forma, deve-se considerar que estas diferenças são pequenas em termos absolutos, além do fato que são utilizadas simplificações e aproximações no cálculo destes parâmetros. Adicionalmente, a frequência utilizada no ensaio não é a mais adequada para

Tabela 12 – Parâmetros estimados do protótipo #m1.

parâmetro	calculado	estimado	diferença
$\tilde{R}_1^{r'} (\Omega)$	0,20	0,24	20,0%
$L_1^m (\text{mH})$	61,87	65,88	6,5%
$L_1^{\delta s} (\text{mH})$	1,64	2,53	54,3%
$L_1^{\delta r'} (\text{mH})$	2,33	2,74	17,6%
$\tilde{R}_3^{r'} (\Omega)$	0,16	0,14	12,5%
$L_3^m (\text{mH})$	5,88	6,17	4,9%
$L_3^{\delta s} (\text{mH})$	1,61	1,34	16,8%
$L_3^{\delta r'} (\text{mH})$	2,42	1,70	29,8%

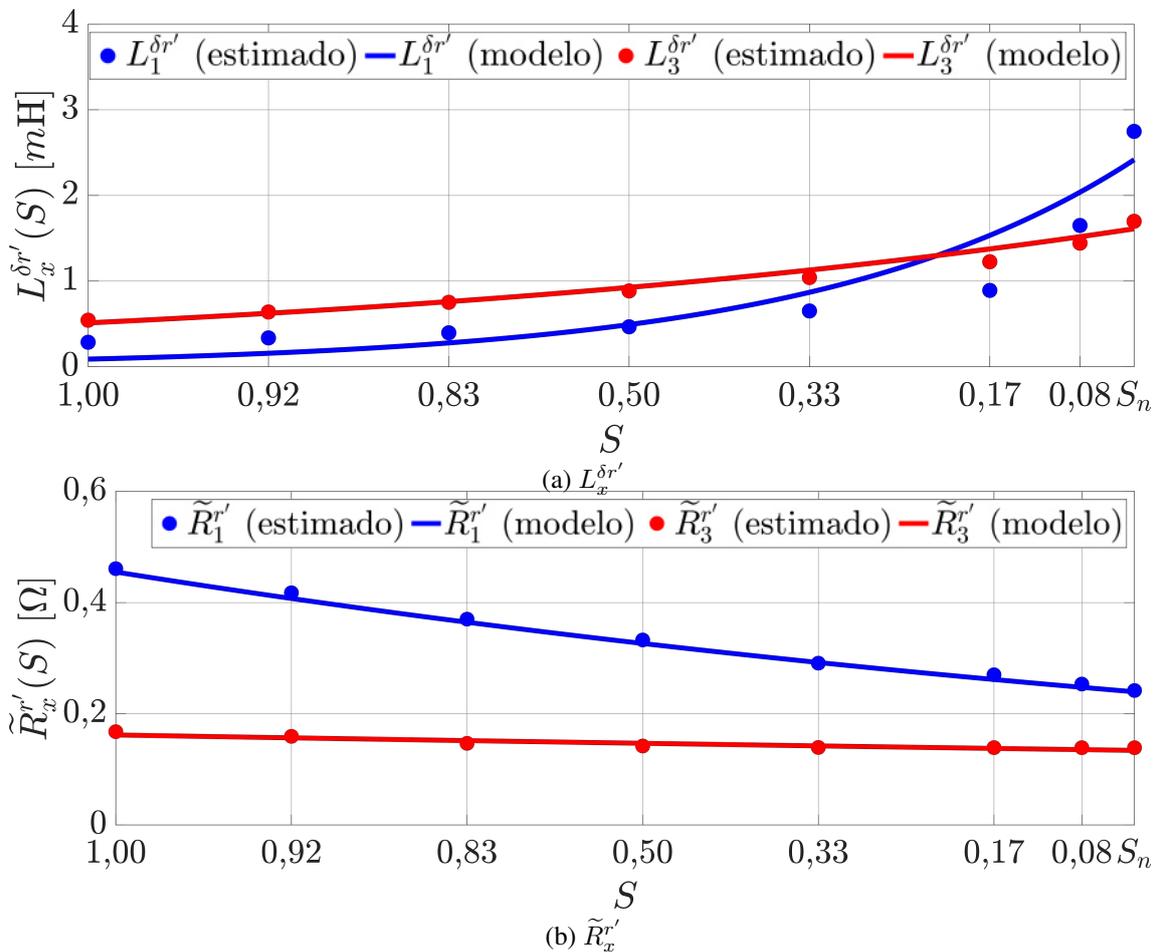
a estimação das indutâncias de dispersão devido à baixa sensibilidade das impedâncias de sequência a estes parâmetros, conforme discutido na seção anterior.

### 5.4.3 Validação Experimental

Assim como realizado nos métodos apresentados anteriormente, a validação experimental dos resultados de estimação de #m1 foi feita através da comparação entre correntes medidas nos ensaios e correntes simuladas utilizando os parâmetros estimados no modelo de simulação. Para este fim, utilizaram-se os mesmos ensaios de partida em vazio com tensões trapezoidais contendo 15% de terceiro harmônico e de aplicação de carga com tensões senoidais utilizados no Capítulo 3. De forma a considerar o impacto da frequência das tensões e correntes induzidas do rotor, a variação dos parâmetros do rotor foi aproximada através de modelos exponenciais na forma  $a \cdot e^{b \cdot x}$ , os quais foram obtidos das estimativas das indutâncias de dispersão e resistências do rotor usando o Método dos Mínimos Quadrados Não Lineares implementado com o Algoritmo da Região de Confiança (FLOUDAS; PARDALOS, 2001). Estes modelos foram escolhidos pela simplicidade de implementação e por já terem apresentado bons resultados de simulação e de estimação de performance quando utilizados em máquinas de indução trifásicas de média potência (PEREIRA et al., 2019). A Figura 56a mostra os modelos utilizados para a indutância de dispersão do rotor, tanto para o circuito fundamental quanto para o circuito de terceiro harmônico. Já a Figura 56b apresenta os modelos utilizado para as resistências do rotor. A variação dos parâmetros foi definida como função do escorregamento relativo, o qual está diretamente associado à frequência do rotor. Para fins de comparação, as simulações também foram realizadas utilizando os parâmetros estimados para a condição nominal, considerados fixos em toda faixa de velocidade dos ensaios.

A Figura 57a mostra o período transitório das correntes medida e simuladas da fase A do estator em relação ao ensaio de partida em vazio com tensões trapezoidais, enquanto a Figura 57b mostra o regime permanente destas mesmas correntes. De forma geral, verifica-se que a corrente simulada com parâmetros variáveis é mais próxima das correntes medidas do que a corrente simulada com parâmetros fixos, o que pode ser constatado também ao se analisar a Tabela 13, onde são mostrados os erros médios percentuais (EMP) obtidos neste ensaio. Estes erros são calculados para a amplitude e a fase das CSVI das correntes do estator através de (89) e (90). Considerando parâmetros variáveis, o EMP obtido na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  foi de 8,4%, em contraste com o valor de 20,4%, associado ao

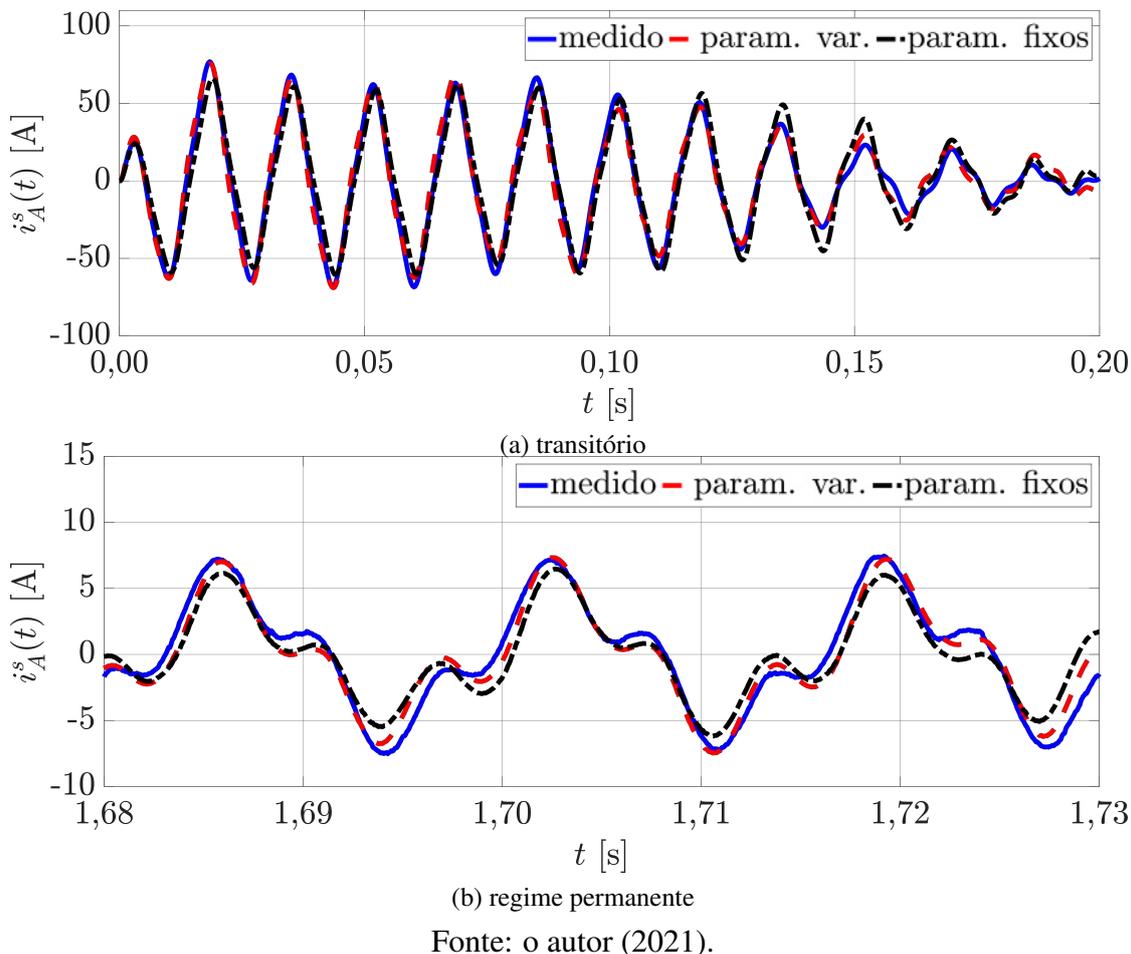
Figura 55 – Modelos de variação dos parâmetros do rotor do protótipo #m1.



Fonte: o autor (2021).

uso de parâmetros fixos estimados para a condição nominal. Já os erros médios percentuais na fase de  $\tilde{i}_1^s$  foram 0,6% com parâmetros variáveis e 1,2% com parâmetros fixos. No caso de  $\tilde{i}_3^s$ , também foram encontrados erros médios percentuais inferiores utilizando parâmetros variáveis, embora o contraste não seja tão grande quanto observado em  $\tilde{i}_1^s$ . Por exemplo, o EMP obtido na amplitude de  $\tilde{i}_3^s$  foi 11,3% com parâmetros fixos e 14,1% com parâmetros variáveis, enquanto os erros médios percentuais na fase de  $\tilde{i}_3^s$  foram 0,7% com parâmetros variáveis e 0,8% com parâmetros fixos. A explicação para os erros serem menores com parâmetros variáveis é pelo fato da variação dos parâmetros do rotor ser mais acentuada durante o período transitório, quando a frequência das tensões e correntes induzidas no rotor vão do valor máximo até o valor observado na operação em vazio, que é muito próximo de zero. Embora haja erros associados às estimativas destes parâmetros e aos modelos de variação exponencial utilizados, o fato de considerar esta variação levou resultados de simulação mais próximos do observado na operação real do protótipo #m1, em comparação com a utilização de parâmetros fixos estimados para a operação nominal. Adicionalmente, conforme analisado na seção anterior, as impedâncias de sequência  $\bar{Z}_1$  e  $\bar{Z}_2$  são pouco sensíveis às indutâncias de dispersão na frequência das tensões do ensaio associado à operação nominal; desta forma, erros na estimativa destes parâmetros podem

Figura 56 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio.

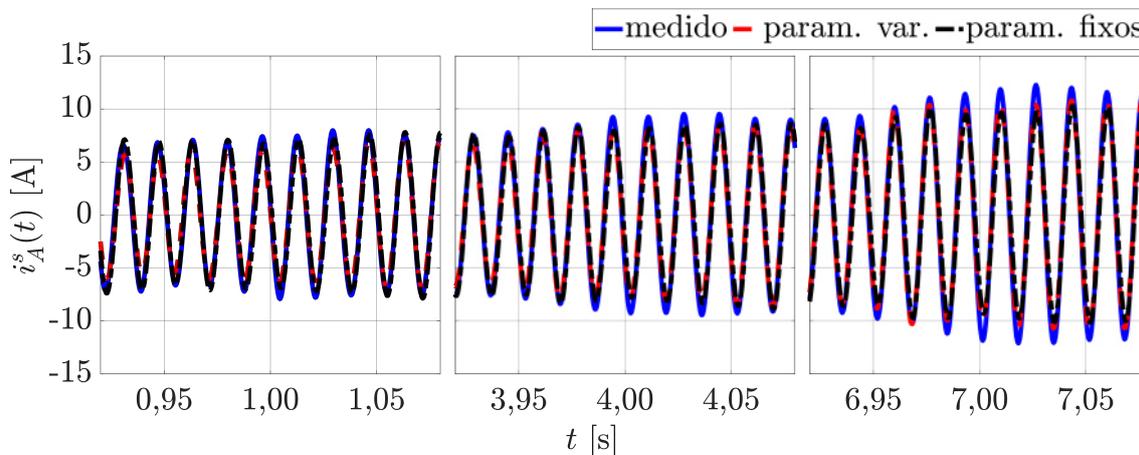


ter levado a maiores erros na simulação, especialmente durante o período transitório. Não obstante, estes erros são aceitáveis ao se levar em consideração que os parâmetros foram estimados através de um único ensaio onde foi necessário medir apenas duas correntes e duas tensões.

Considerando o ensaio com aplicação de carga, o protótipo #m1 partiu em vazio com tensões senoidais e, após atingir o regime permanente, foi aplicada a carga mostrada na Figura 18. As correntes medida e simuladas da fase A do estator são mostradas na Figura 57, onde pode-se observar que foi obtida uma boa correspondência com a medição nos dois casos analisados. Os resultados mostrados nas duas últimas colunas da Tabela 13 confirmam esta conclusão, tendo sido encontrados erros médios percentuais na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  iguais a 2,9% com parâmetros variáveis e 5,9% com parâmetros fixos. No caso da fase de  $\tilde{i}_2^s$ , os erros médios percentuais foram iguais a 0,0% em ambos os casos. Desta forma, pode-se concluir que os parâmetros estimados com o método descrito neste capítulo são uma boa alternativa para, em conjunto com o modelo dinâmico, reproduzir o comportamento real do protótipo #m1 em aplicações típicas de máquinas de indução.

#### 5.4.4 Resultados para o Protótipo #m2

O protótipo #m2 foi submetido ao mesmo processo de validação do protótipo #m1. Desta forma, os parâmetros associados à condição de operação nominal de #m2 foram

Figura 57 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada sob carga.

Fonte: o autor (2021).

Tabela 13 – EMP de  $\tilde{i}_1^s$  and  $\tilde{i}_3^s$  (protótipo #m1).

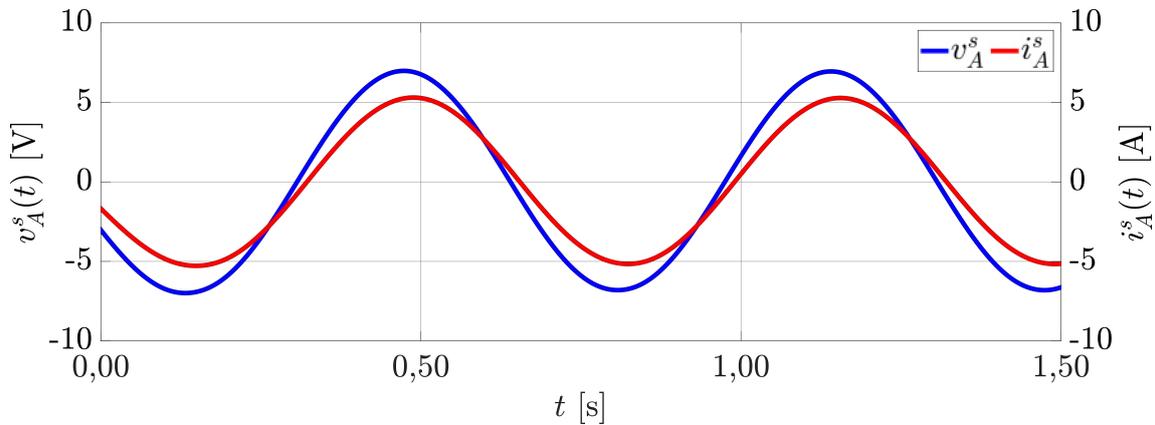
EMP	trapezoidal		sob carga	
	param. fixos	param. var.	param. fixos	param. var.
$\epsilon_1^A$	20,4%	8,4%	5,9%	2,9%
$\epsilon_3^A$	14,1%	11,3%	-	-
$\epsilon_1^\varphi$	1,2%	0,6%	0,0%	0,0%
$\epsilon_3^\varphi$	0,8%	0,7%	-	-

estimados na frequência de 1,5 Hz, a qual corresponde a um escorregamento de 2,5%. Após, realizaram-se ensaios com frequências de 10, 20, 30, 40, 50 e 60 Hz, dos quais foram estimados os parâmetros do rotor dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico mantendo-se as indutâncias mútuas e de dispersão do estator constantes e iguais às estimativas obtidas no ensaio a 1,5 Hz. A validação experimental foi realizada através da simulação do modelo dinâmico utilizando os parâmetros estimados e os dados experimentais dos ensaios de partida em vazio com tensões trapezoidais e de aplicação de carga com tensões senoidais, sendo comparadas as correntes simuladas com aquelas medidas nestes ensaios. A Figura 58 mostra a tensão e corrente da fase A do estator medidas no ensaio associado à frequência nominal do rotor. Já a Figura 59 mostra a corrente da fase A do estator obtida nos ensaios com frequências variando entre 5 e 60 Hz. Nota-se que, assim como observado com #m1, a amplitude da corrente diminui com o aumento da frequência, o que é explicado pelo aumento da impedância vista dos terminais do estator devido ao aumento das reatâncias conforme a frequência da tensão aplicada foi sendo incrementada, ao passo que a amplitude foi mantida constante.

#### 5.4.5 Parâmetros Estimados

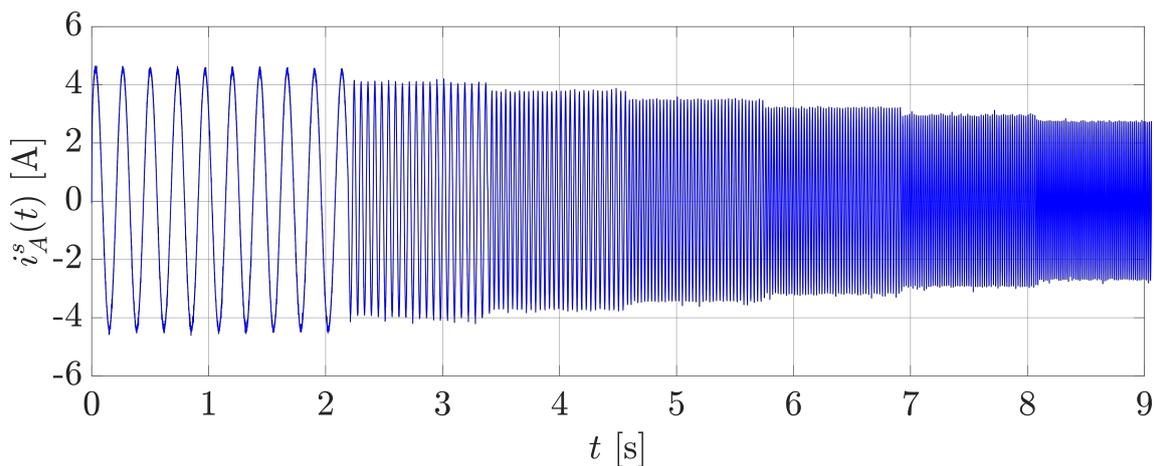
Após a estimação dos parâmetros associados à operação nominal, realizada a partir do ensaio com frequência de 1,5 Hz, as resistências e indutâncias de dispersão do rotor dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico foram estimados utilizando os demais

Figura 58 – Tensão e corrente experimentais da fase A do estator (protótipo #m2).



Fonte: o autor (2021).

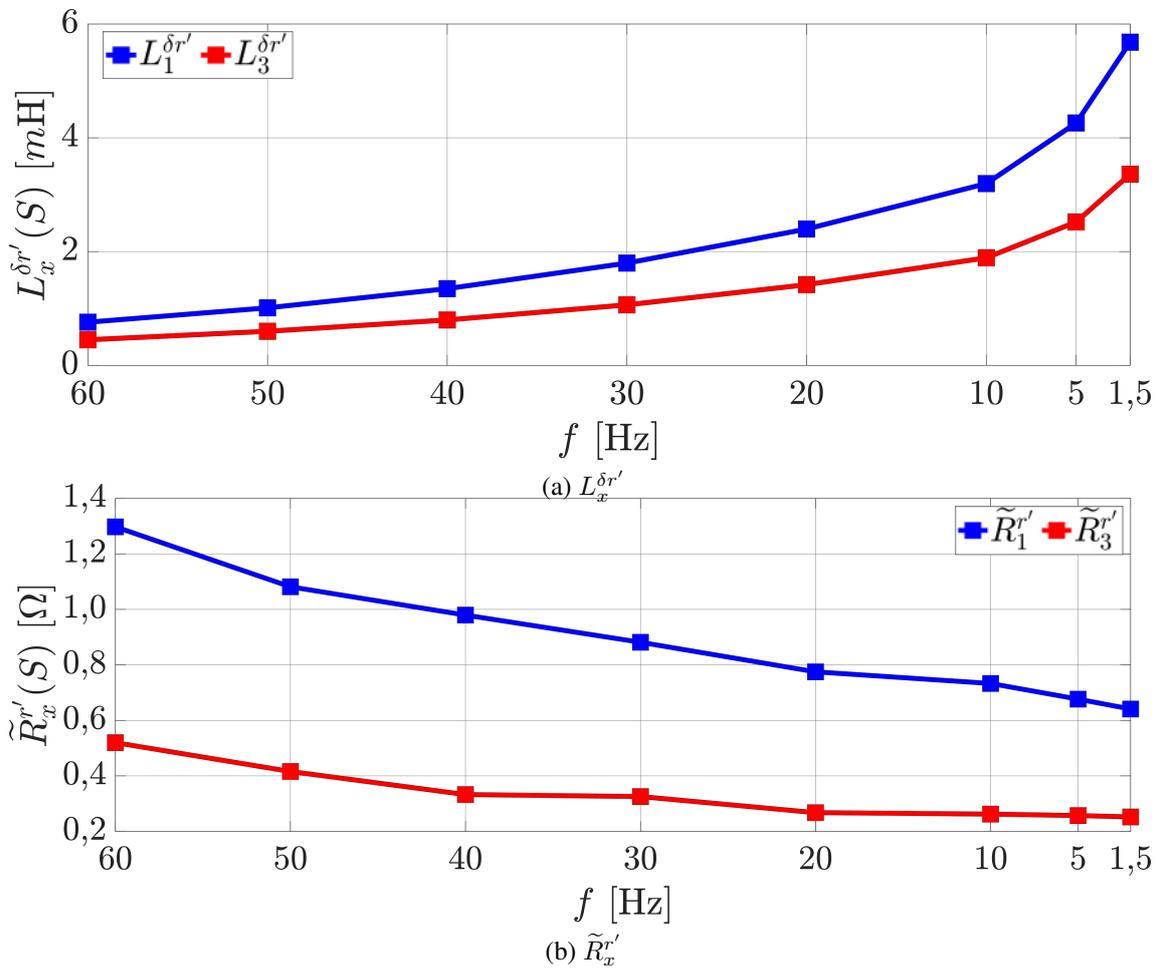
Figura 59 – Correntes experimentais da fase A do estator (protótipo #m2).



Fonte: o autor (2021).

ensaios, assumindo que os demais parâmetros são constantes. A Figura 61a mostra as estimativas obtidas para as indutâncias de dispersão do rotor, onde se observa que estes parâmetros diminuem com o aumento da frequência do rotor. Já a Figura 61b mostra que  $\tilde{R}_1^{r'}$  e  $\tilde{R}_3^{r'}$  aumentam conforme a frequência aumenta. Os resultados mostrados nas Figuras 61a e 61b são semelhantes aos obtidos com o protótipo #m1 e estão de acordo com o observado em máquinas trifásicas, onde, devido ao efeito pelicular, a indutância de dispersão do rotor diminui e a resistência do rotor aumenta com o aumento da frequência do rotor (ZHOU et al., 1998; PYRHONEN; HRABOVCOVA; JOKINEN, 2008; GRANTHAM; MCKINNON, 2003). Nota-se ainda que, diferente do caso de #m1, a variação na estimativa da resistência do rotor do circuito fundamental é semelhante àquela observada na estimativa da resistência do rotor do circuito de terceiro harmônico. Para  $\tilde{R}_1^{\delta r'}$ , a estimativa obtida no ensaio a 60 Hz é 202,4% da estimativa associada ao ensaio de 1,5 Hz; no caso de  $\tilde{R}_3^{\delta r'}$ , a estimativa relativa ao ensaio a 60 Hz é 206,2% daquela obtida no ensaio com frequência de 1,5 Hz.

Figura 60 – Parâmetros estimados para o protótipo #m2.



Fonte: o autor (2021).

A Tabela 14 mostra o valor absoluto dos erros percentuais entre as impedâncias de sequência experimentais e as impedâncias de sequência calculadas com os parâmetros estimados. Os erros foram determinados para o módulo e fase de  $\bar{Z}_1$  e  $\bar{Z}_2$ , utilizando as impedâncias experimentais como referência. Considerando os erros relativos a  $\bar{Z}_1$ , mostrados na segunda e terceira colunas da Tabela 14 e associados aos parâmetros do circuito fundamental, observa-se que começam a surgir discrepâncias a partir de 10 Hz, com o maior erro no módulo desta impedância de sequência ocorrendo no ensaio a 50 Hz e correspondendo a 10,7%. Já o maior erro na fase de  $\bar{Z}_1$  foi observado no ensaio realizado na frequência de 30 Hz, sendo igual a 13,3%. Por outro lado, os erros para  $\bar{Z}_2$ , impedância de sequência relacionada aos parâmetros do circuito de terceiro harmônico, passam a ser significativos a partir do ensaio realizado a 5 Hz. Os maiores erros relacionados a  $\bar{Z}_2$  foram encontrados na frequência de 60 Hz, sendo iguais a 10,3% para o módulo e 7,8% para a fase. Assim como observado na análise de #m1, a explicação para que  $\bar{F}_1$  e  $\bar{F}_2$  não tenham sido completamente minimizadas em todas as frequências está na hipótese adotada de que os parâmetros do estator permanecem constantes em todos os ensaios, o que não é observado na prática caso haja alterações no nível de saturação da máquina. Os erros relativos ao circuito de terceiro harmônico são maiores pelo fato da indutância de

Tabela 14 – Erros percentuais nas impedâncias de sequência do protótipo #m2.

frequência (Hz)	erros em $\bar{Z}_1$		erros em $\bar{Z}_2$	
	módulo	fase	módulo	fase
1,5	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%
5	0,0%	0,0%	0,2%	0,9%
10	0,8%	0,5%	8,9%	7,7%
20	1,6%	0,3%	4,7%	5,6%
30	6,8%	13,3%	6,9%	4,7%
40	5,6%	13,2%	1,8%	8,1%
50	10,7%	11,8%	2,3%	7,8%
60	10,4%	5,8%	10,3%	12,0%

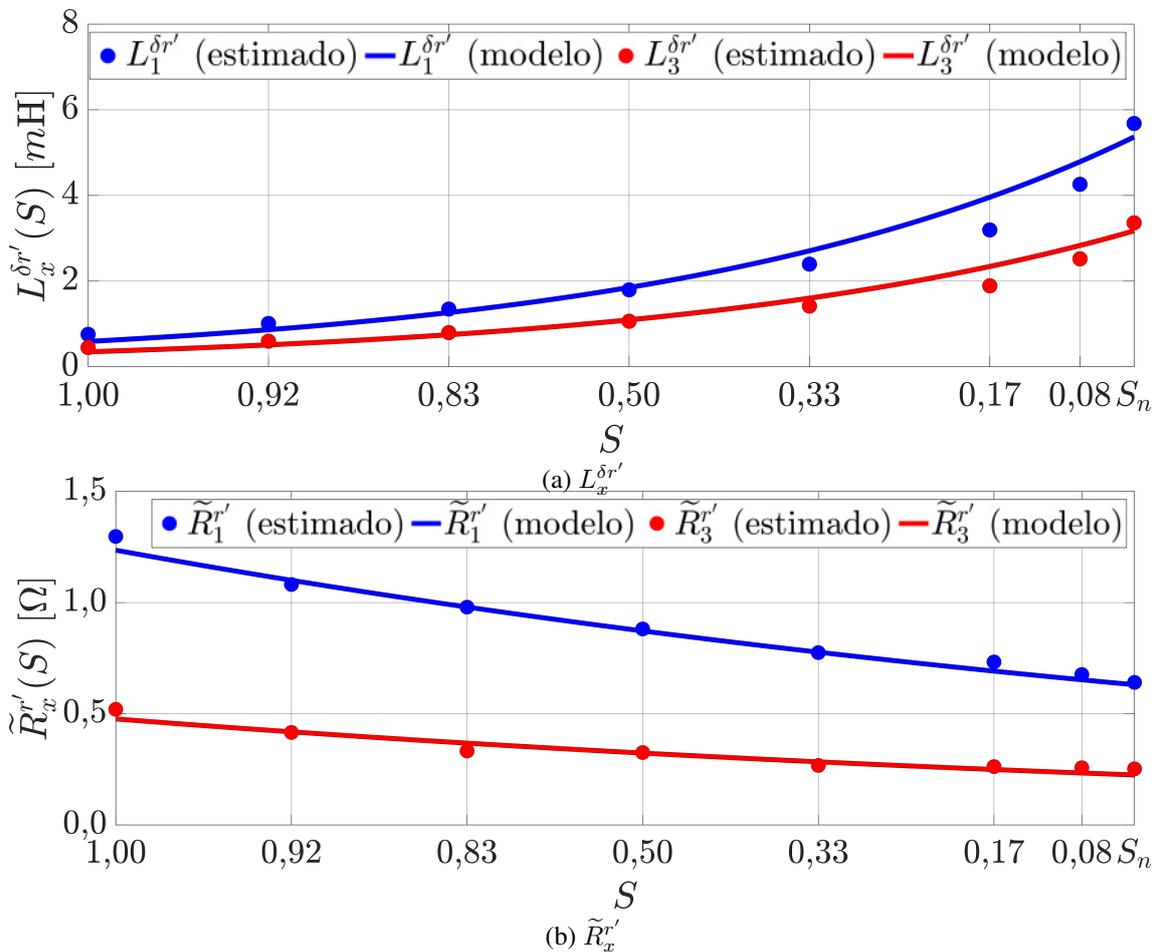
Tabela 15 – Parâmetros estimados do protótipo #m2.

parâmetro	calculado	estimado	diferença
$\tilde{R}_1^{r'} (\Omega)$	0,69	0,64	7,2%
$L_1^m (\text{mH})$	138,15	143,67	3,8%
$L_1^{\delta s} (\text{mH})$	4,48	4,18	6,7%
$L_1^{\delta r'} (\text{mH})$	5,07	5,68	12,0%
$\tilde{R}_3^{r'} (\Omega)$	0,20	0,25	25,0%
$L_3^m (\text{mH})$	4,69	5,42	15,6%
$L_3^{\delta s} (\text{mH})$	4,02	4,22	5,0%
$L_3^{\delta r'} (\text{mH})$	1,81	3,36	85,6%

magnetização ser da mesma ordem de grandeza das indutâncias de dispersão, resultando que  $\bar{Z}_2$  é mais sensível a  $L_3^m$  do que  $\bar{Z}_1$  em relação a  $L_1^m$ .

A Tabela 15 apresenta a comparação dos parâmetros associados à operação nominal da máquina, estimados a partir do ensaio com frequência de 1,5 Hz, com os valores calculados a partir do procedimento descrito em (PEREIRA et al., 2006), sendo estes últimos utilizados como referência na determinação das diferenças percentuais. A maior diferença relativa ao circuito fundamental foi observada na indutância de dispersão do rotor, sendo igual a 12,0%, enquanto a menor diferença ocorreu na indutância de magnetização, correspondendo a 3,8%. Diferenças mais significativas foram observadas em relação aos parâmetros do circuito de terceiro harmônico, chegando a 85,6% na indutância de dispersão do rotor e 25,0% na resistência do rotor, as quais são explicadas pelas simplificações adotadas tanto no cálculo destes parâmetros quanto no método de estimação. Adicionalmente, deve se também considerar que estas diferenças são pequenas em números absolutos. Por outro lado, uma diferença de apenas 5,0% foi obtida na indutância de dispersão do estator. Reitera-se que esta comparação não pode ser considerada conclusiva ou definitiva para a determinação da acurácia do método descrito neste capítulo, uma vez que é extremamente difícil estabelecer um procedimento para a determinação do valor verdadeiro dos parâmetros. Não obstante, estas diferenças permitem uma análise

Figura 61 – Modelos de variação dos parâmetros do rotor (protótipo #m2).



Fonte: o autor (2021).

qualitativa dos resultados de estimação, a partir da qual é possível constatar que o método baseado no modelo de regime permanente em operação desbalanceada fornece estimativas próximas daquelas obtidas a partir de procedimentos conhecidos para o cálculo dos parâmetros.

#### 5.4.6 Validação Experimental

A validação experimental dos resultados de estimação do protótipo #m2 foi realizada a partir da comparação das correntes medidas nos ensaios com as correntes simuladas a partir do modelo dinâmico implementado com as estimativas dos parâmetros. Assim como foi feito com o protótipo #m1, a variação dos parâmetros do rotor de #m2 em relação ao escorregamento foi aproximada através de funções exponenciais na forma  $a \cdot e^{b \cdot x}$  através do Método dos Mínimos Quadrados Não Lineares implementado com o Algoritmo da Região de Confiança (FLOUDAS; PARDALOS, 2001). As Figuras 62a e 62b mostram os modelos de variação utilizados para  $L_x^{\delta r'}$  e  $\tilde{R}_x^{\delta r'}$ , respectivamente. Também foram realizadas simulações utilizando os parâmetros associados à operação nominal de #m2, a fim de verificar o impacto da frequência do rotor nos parâmetros. As simulações realizadas envolveram os ensaios de partida em vazio com tensões trapezoidais com 15%

Figura 62 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada com tensões trapezoidais em vazio.

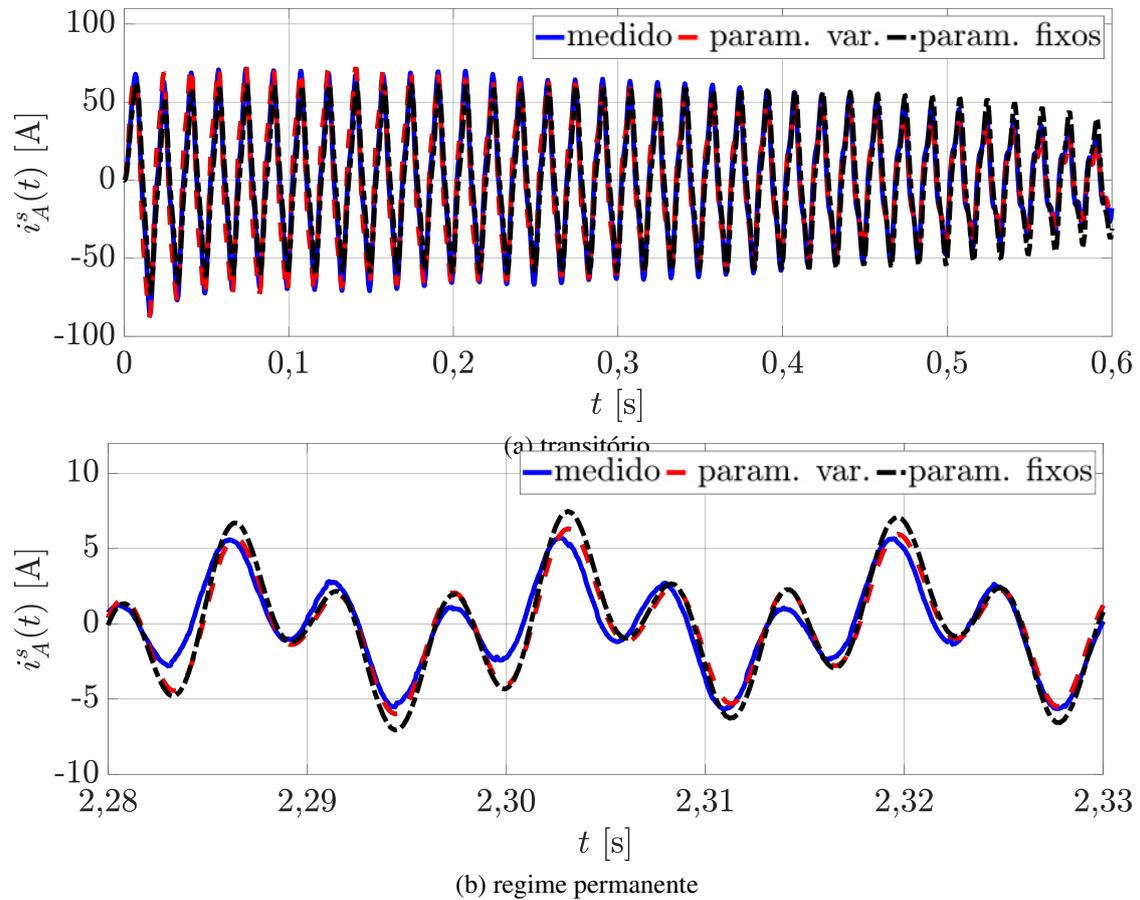
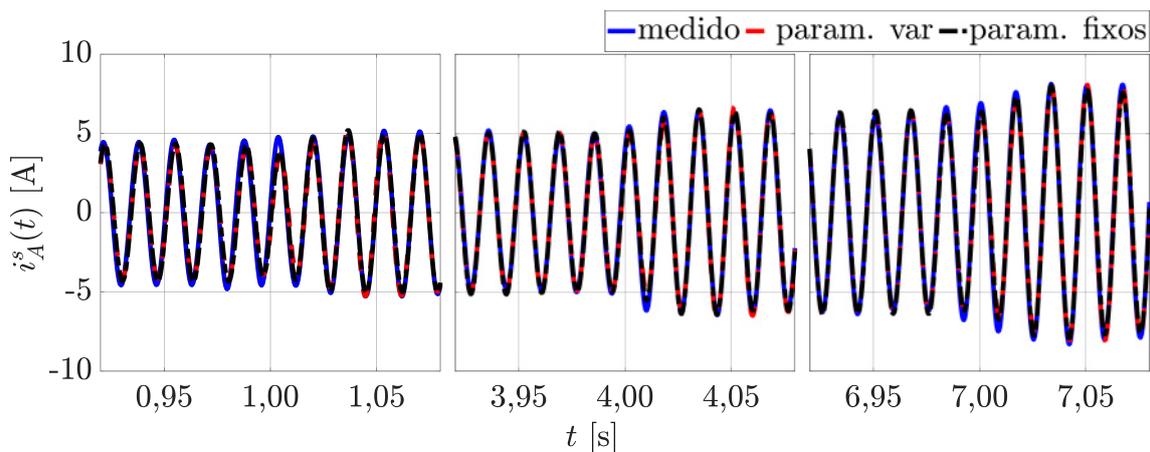


Figura 63 – Comparação entre  $i_A^s$  medida e simulada sob carga.



de terceiro harmônico e o ensaio com tensões senoidais e aplicação da carga mostrada na Figura 18, os quais também foram utilizados nos capítulos 3 e 4.

A Figura 63a mostra o período transitório das correntes medidas e estimadas da fase A do estator no ensaio de partida em vazio com tensões trapezoidais, enquanto a Figura 63b mostra o regime permanente destas mesmas correntes. Analisando estas duas figuras, nota-se que há uma melhor correspondência entre as correntes simuladas com parâmetros variáveis em comparação com as correntes obtidas utilizando parâmetros fixos, o que é sustentado pelos erros médios percentuais mostrados na Tabela 16. Por exemplo, o EMP na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  é 18,8% com parâmetros fixos e 13,0% com parâmetros variáveis, enquanto o EMP na fase de  $\tilde{i}_1^s$  é 1,6% em ambos os casos. Considerando agora  $\tilde{i}_3^s$ , o EMP na amplitude foi 21,2% com parâmetros fixos e 11,2% com parâmetros variáveis, enquanto o EMP na fase foi 0,4% com parâmetros fixos e 0,3% com parâmetros variáveis. Estes resultados mostram que, embora haja erros associados às estimativas dos parâmetros obtidas com o método descrito neste capítulo, a consideração da variação dos parâmetros do rotor com a frequência do rotor leva a resultados que reproduzem melhor o comportamento real do protótipo #m2.

Já a Figura 63 mostra as correntes medidas e simuladas obtidas considerando o ensaio onde o protótipo #m2 partiu em vazio com tensões senoidais e foi aplicada a carga mostrada na Figura 18 no regime permanente. Os resultados nesta figura mostram uma boa correspondência entre as curvas medidas e as simuladas tanto com parâmetros fixos quanto com parâmetros variáveis. A Tabela 16 mostra que os erros médios percentuais na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  é igual a 7,4% com parâmetros fixos e 5,9% com parâmetros variáveis, enquanto os EMP observados na fase de  $\tilde{i}_1^s$  foram iguais a 0,7% com parâmetros fixos e 0,4% com parâmetros variáveis.

Com base nos resultados apresentados, conclui-se novamente que a consideração da variação dos parâmetros do rotor leva a resultados que reproduzem melhor o comportamento real do protótipo #m2.

## 5.5 Considerações finais sobre o método proposto

Neste capítulo, foi apresentado um método para a estimação dos parâmetros de máquinas pentafásicas baseada nos modelos de regime permanente senoidal em operação desbalanceada, cuja principal característica é a possibilidade de avaliar o impacto da frequência do rotor. De forma geral, os resultados experimentais obtidos com os protótipos #m1 e #m2 mostraram que o comportamento tanto em regime permanente como transitório da máquina é melhor reproduzido quando é considerado o impacto da frequência nos parâmetros do rotor. Embora bons resultados também tenham sido obtidos com os parâmetros estimados associados à operação nominal da máquina, a consideração da variação das resistências e indutâncias de dispersão do rotor através das estimativas destes

Tabela 16 – EMP de  $\tilde{i}_1^s$  and  $\tilde{i}_3^s$  (protótipo #m2).

EMP	trapezoidal		sob carga	
	param. fixos	param. var.	param. fixos	param. var.
$\epsilon_1^A$	18,8%	13,0%	7,4%	5,9%
$\epsilon_3^A$	21,2%	11,2%	-	-
$\epsilon_1^\varphi$	1,6%	1,6%	0,7%	0,4%
$\epsilon_3^\varphi$	0,4%	0,3%	-	-

parâmetros fornecidas pelo método descrito neste capítulo melhorou consideravelmente os resultados de simulação, em especial durante o período transitório das correntes do estator. Por exemplo, os erros médios percentuais obtidos na amplitude de  $\tilde{i}_1^s$  diminuíram de 20,4% para 8,4% em #m1 e de 18,8% para 13,0% em #m2 ao se considerar a influência da frequência nos parâmetros do rotor.

Em comparação com trabalhos semelhantes disponíveis na literatura, as principais vantagens do método proposto neste capítulo são:

- necessidade de aquisição de apenas duas tensões e duas correntes;
- conexão em estrela sem neutro, não sendo necessárias ligações não usuais dos enrolamentos do estator;
- possibilidade de estimação de todos os parâmetros elétricos utilizando um único ensaio;
- possibilidade de avaliação do impacto da frequência nos parâmetros do rotor;
- possibilidade de utilização em sistemas de autocomissionamento, já que os ensaios são realizados com o rotor parado, podendo ser aplicado em máquinas já instaladas.

Embora ainda haja diversos aspectos que possam ser aprofundados, tais como a saturação magnética nos ensaios e a utilização de modelos mais sofisticados para a variação dos parâmetros do rotor com a frequência, o método apresentado neste capítulo apresenta vantagens e contribuições importantes em relação às alternativas disponíveis na literatura. Uma desvantagem do método é que não são fornecidas estimativas dos parâmetros mecânicos e os ensaios são realizados em condições de operação não usuais. Isto impacta na distribuição de calor e dos campos magnéticos no interior da máquina, os quais podem influenciar as estimativas dos parâmetros.

## 6 APLICAÇÕES DOS MÉTODOS DESENVOLVIDOS

Este capítulo aborda algumas possíveis aplicações que utilizam os parâmetros de máquinas de indução pentafásicas, tais como controle vetorial por orientação de campo e estimação de curvas típicas de performance. Embora a validação experimental realizada nos capítulos anteriores baseada em simulações também possa ser considerada como uma aplicação que demanda o conhecimento dos parâmetros de máquinas de indução, implementações de estratégias de controle e levantamento de curvas típicas de máquinas de indução são aplicações de grande interesse e atemporais, conforme pode ser constatado pelo crescente número de publicações de trabalhos abordando estes dois tópicos nos últimos anos. Desta forma, além de ilustrar a importância do conhecimento dos parâmetros de máquinas de indução pentafásicas, o objetivo deste capítulo também é analisar o impacto de cada método de estimação proposto no desempenho destas aplicações, ampliando a validação experimental apresentada nos capítulos anteriores.

Na sequência, são apresentados os resultados de um estudo de caso do protótipo #m1, o qual envolveu a implementação de uma estratégia de Controle Vetorial por Orientação de Campo e o levantamento de algumas curvas típicas de performance a partir do modelo de regime permanente senoidal. Nesta última aplicação, foram utilizados dados obtidos com Elementos Finitos devido à impossibilidade de realizar todas as medições necessárias com os equipamentos disponíveis no LASCAR.

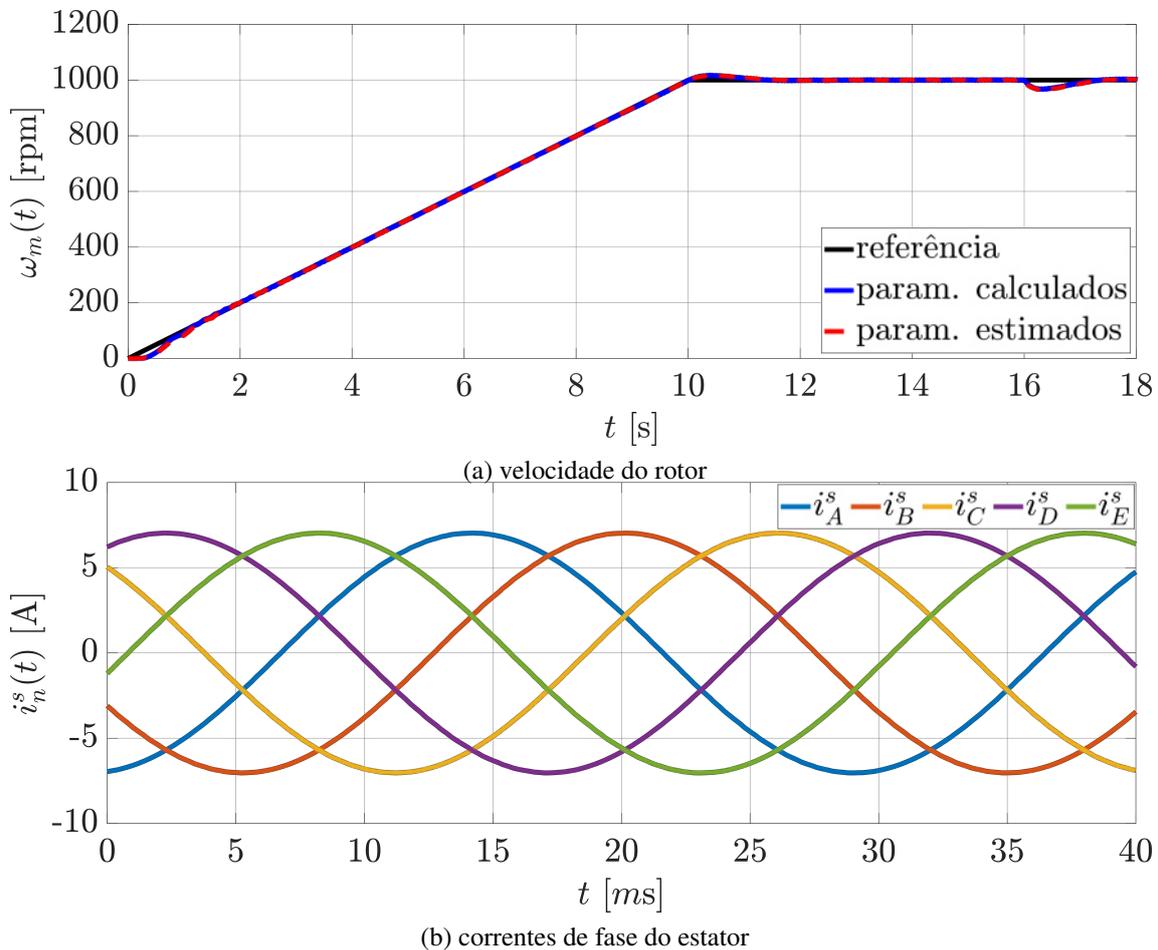
### 6.1 Controle Vetorial por Orientação de Campo

Um dos principais motivos que levaram ao crescente uso de máquinas de indução com rotor em gaiola de esquilo nas últimas décadas foram os grandes avanços em microeletrônica e eletrônica de potência, possibilitando a implementação de estratégias de controle vetorial por orientação de campo. Nas topologias baseadas neste princípio, é possível controlar o fluxo e o torque de forma independente, semelhantemente a como é feito com máquinas de corrente contínua, obtendo-se uma excelente performance dinâmica (WU; NARIMANI, 2017).

Devido às características dos equipamentos que compõe a plataforma experimental disponível no LASCAR, descrita no Apêndice A, utilizou-se a topologia de Controle por Orientação de Campo Indireta descrita em (XU; TOLIYAT; PETERSEN, 2001, 2002). Esta estratégia de controle necessita que o ângulo da CSVI do fluxo do rotor seja estimado para que a orientação de campo possa ser realizada, o que por sua vez requer que os parâmetros da máquina sejam conhecidos. A Figura 64 ilustra o diagrama de blocos implementado, o qual foi baseado na topologia descrita em (XU; TOLIYAT; PETERSEN, 2002). Neste experimento, optou-se por controlar os circuitos fundamental e de terceiro harmônico individualmente, a fim de avaliar o desempenho do sistema de controle para

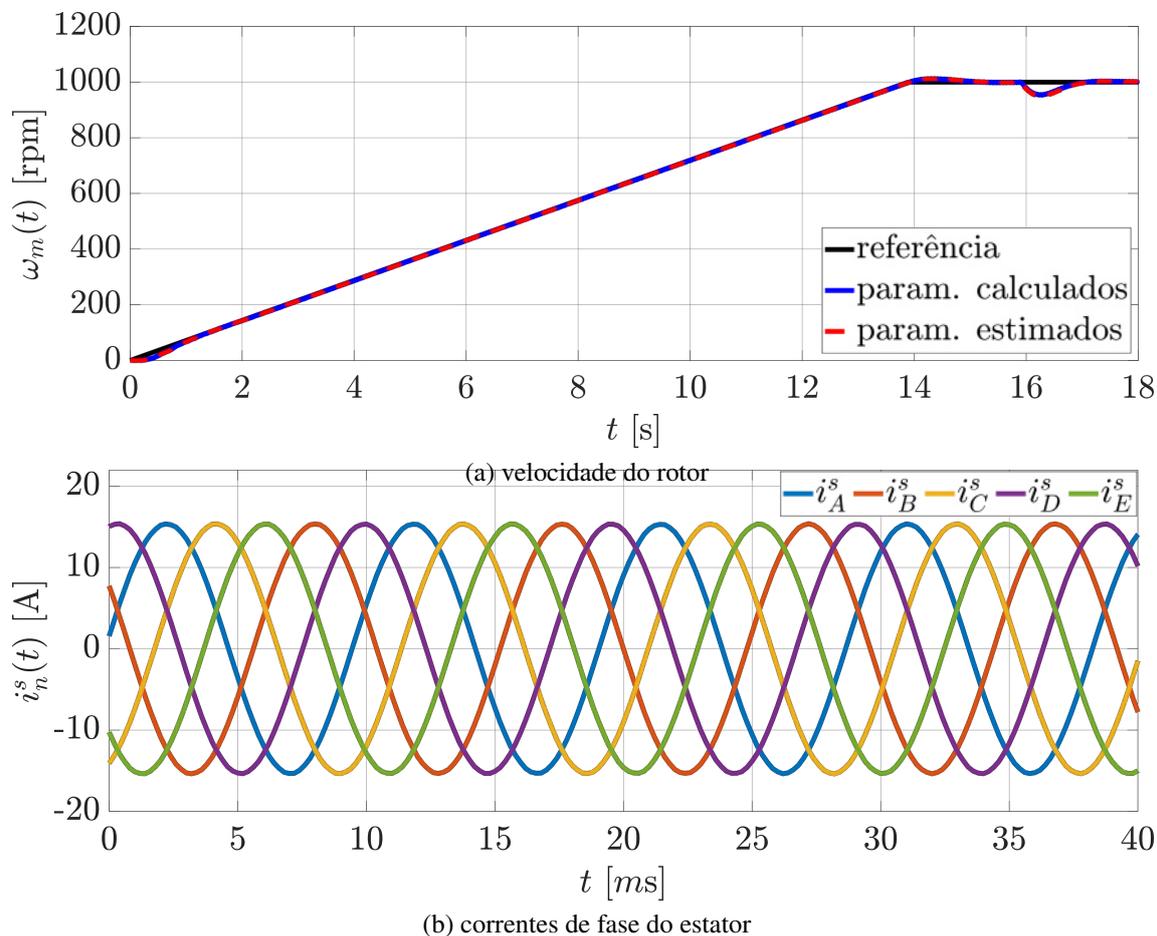


Figura 65 – Comparação de resposta de velocidade e correntes de componente fundamental impostas (método baseado na impedância instantânea modificada).



harmônico é excitado. Os resultados nesta figura se referem ao seguimento de velocidade utilizando os parâmetros de cálculo e os parâmetros estimados através do método baseado na impedância instantânea. Nesta implementação, #m1 também partiu em vazio e foi aplicado um degrau de carga de 10 N.m em  $t = 16$  segundos, sendo observado novamente um bom desempenho do sistema de controle. Os erros em regime permanente foram  $1,1 \times 10^{-2}\%$  com parâmetros de cálculo e  $1,7 \times 10^{-3}\%$  com parâmetros estimados com o método baseado na impedância instantânea modificada. Novamente, obteve-se um melhor desempenho com os parâmetros estimados, embora o erro observado utilizando parâmetros de cálculo também seja bastante pequeno. A Figura 67b mostra as correntes de fase do estator de regime permanente obtidas nesta implementação com excitação apenas do circuito de terceiro harmônico, onde se nota que as correntes são senoidais com sequência de fase igual a A-D-B-E-C. Esta sequência de fases excita apenas o circuito de terceiro harmônico e produz no entreferro uma indução com o triplo de pares de polos em relação à indução produzida pela sequência A-B-C-D-E, o que explica a frequência das correntes ser três vezes maior do que aquela mostrada na Figura 66b, onde apenas o circuito fundamental foi controlado. Nota-se ainda que as correntes são mais eleva-

Figura 66 – Comparação de resposta de velocidade e correntes de terceiro harmônico impostas (método baseado na impedância instantânea modificada).



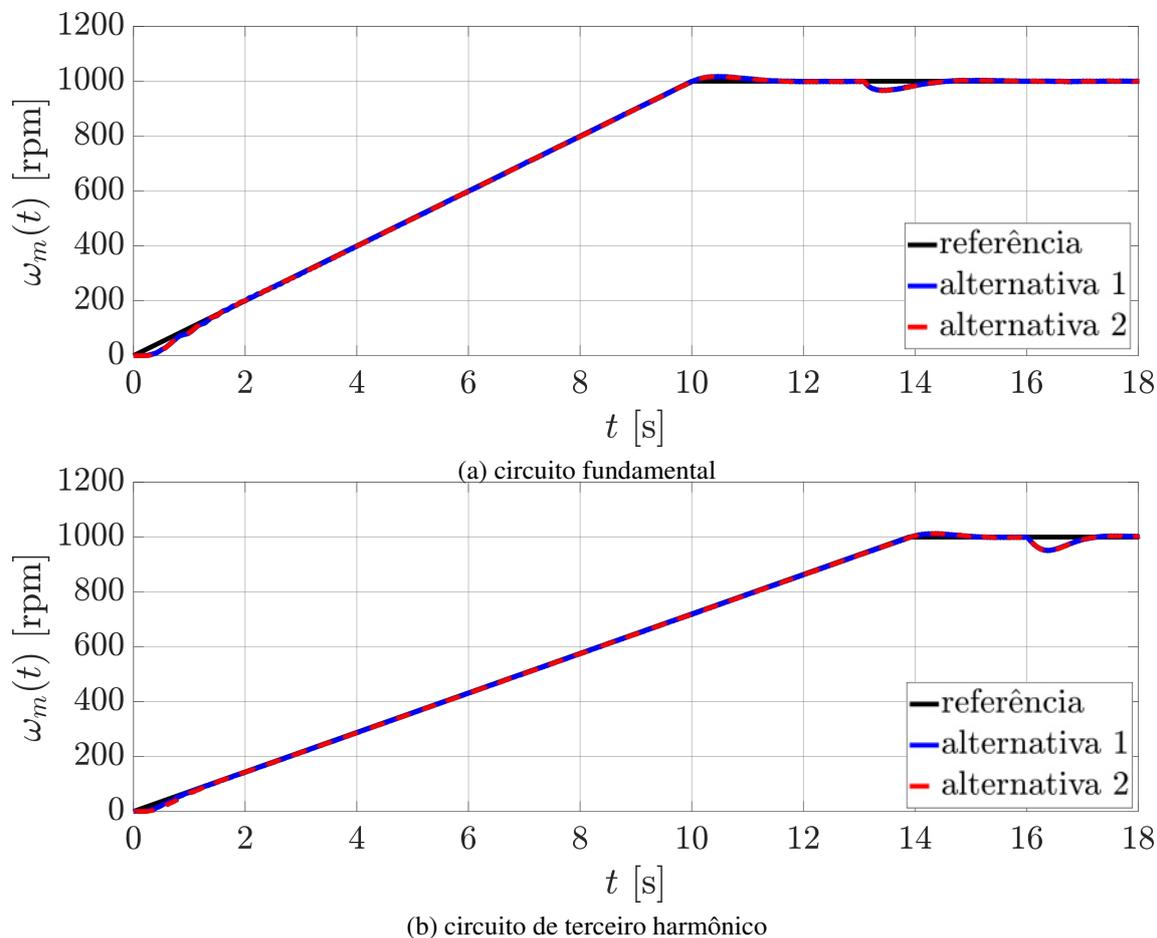
Fonte: o autor (2021).

das quando apenas o circuito de terceiro harmônico é excitado, possuindo uma amplitude aproximadamente o dobro do que aquela observada quando apenas o circuito fundamental é excitado. Entretanto, salienta-se que excitar apenas o circuito de terceiro harmônico não é uma estratégia de controle usual; esta implementação foi realizada apenas para fins de verificação dos resultados de estimação. Normalmente, os dois circuitos equivalentes são controlados simultaneamente, de forma a produzir uma indução no entreferro aproximadamente trapezoidal, otimizando o aproveitamento do material ferromagnético e a capacidade de produção de torque da máquina pentafásica (XU; TOLIYAT; PETERSEN, 2001, 2002; BARRERO; DURAN, 2016).

### 6.1.2 Método Baseado na Resposta ao Degrau de Tensão

A Figura 68a mostra os resultados de velocidade obtidos excitando apenas o circuito fundamental utilizando os parâmetros estimados através do método baseado na resposta ao degrau de tensão. Os resultados de velocidade apresentados foram obtidos utilizando os parâmetros estimados através do uso do fator de distribuição entre as indutâncias de dispersão do circuito fundamental (alternativa 1) e utilizando os parâmetros estimados

Figura 67 – Comparação de resposta de velocidade e correntes impostas (método baseado resposta ao degrau de tensão).



Fonte: o autor (2021).

com realização do ensaio adicional para estimação da indutância de dispersão do estator (alternativa 2). Em ambos os casos, foram utilizados os parâmetros referentes à saturação nominal do protótipo. O ensaio foi realizado com #m1 partindo em vazio, sendo aplicado um degrau de carga de 10 N.m após aproximadamente 13 segundos, a fim de avaliar o desempenho do sistema de controle operando nesta condição. De forma geral, observa-se que os resultados são satisfatórios para ambas as alternativas, com erros percentuais de seguimento de referência em regime permanente de  $2,5 \times 10^{-2}\%$  para a alternativa 1 e  $2,9 \times 10^{-2}\%$  para a alternativa 2.

Já a Figura 68b mostra os resultados de seguimento de referência de velocidade obtidos quando apenas o circuito de terceiro harmônico é excitado, onde o sistema de controle foi implementado utilizando os parâmetros estimados através das alternativas 1 e 2 da execução do método baseado na resposta ao degrau de tensão associado à saturação da operação nominal do protótipo #m1. Neste caso, após #m1 partir em vazio, um degrau de carga de 10 N.m foi aplicado em  $t = 16$  segundos. Assim como no caso anterior, onde apenas o circuito fundamental foi excitado, os resultados são bastante satisfatórios, sendo observados erros de seguimento de referência em regime permanente de  $44,5 \times 10^{-2}\%$  para

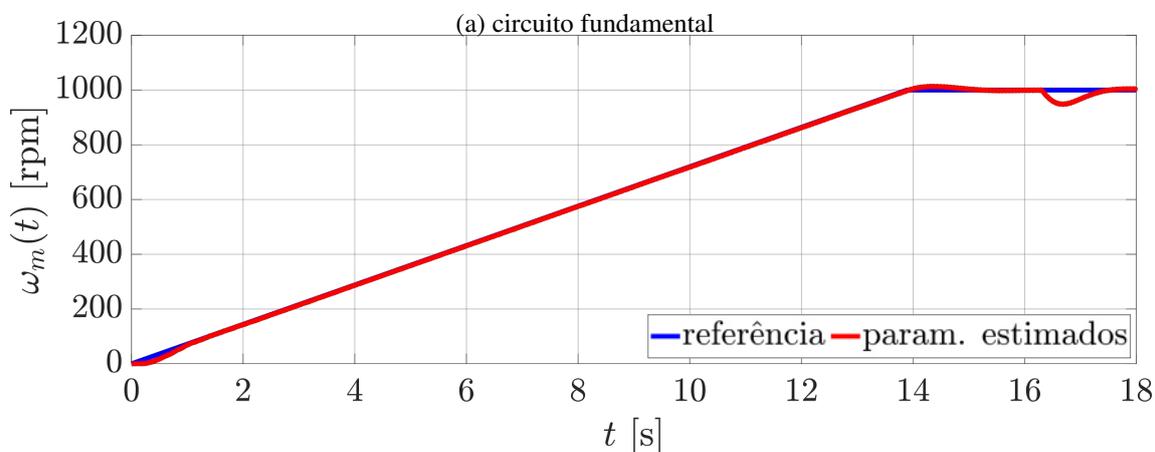
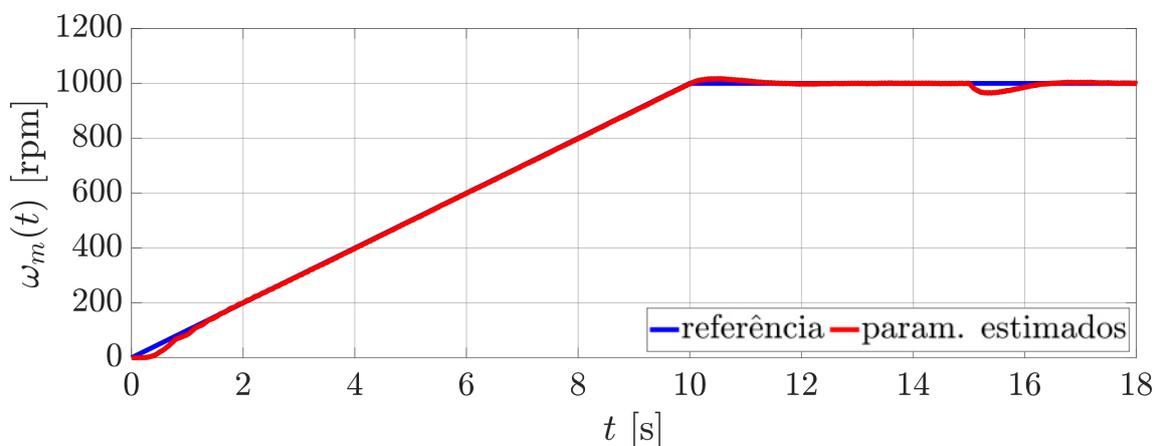
a implementação com os parâmetros estimados a partir da alternativa 1 e  $4,7 \times 10^{-3}\%$  para a implementação com os parâmetros obtidos através da alternativa 2.

### 6.1.3 Método Baseado no Modelo de Regime Permanente Senoidal em Operação Desbalanceada

Neste experimento, o sistema de controle foi implementado com os parâmetros dos circuitos fundamental e de terceiro harmônico estimados através do ensaio com frequência igual à nominal do rotor. A Figura 69a apresenta os resultados de seguimento de referência de velocidade obtidos quando apenas o circuito fundamental é excitado, onde o protótipo #m1 partiu em vazio e, após o regime permanente ser alcançado, sendo aplicado um degrau de carga de 10 N.m no instante de tempo de 15 segundos. Pode-se notar que o erro de seguimento de referência de velocidade é baixo, correspondendo a  $1,1 \times 10^{-2}\%$ .

A Figura 69b apresenta os resultados obtidos para o seguimento de referência de velocidade considerando a implementação onde apenas o circuito de terceiro harmônico é excitado. Neste caso, #m1 também partiu em vazio, sendo aplicado o degrau de carga de 10 N.m em  $t = 16,5$  segundos. Assim como nas implementações anteriores, novamente

Figura 68 – Comparação de resposta de velocidade e correntes impostas (método baseado no modelo de regime permanente em desbalanço).



(b) circuito de terceiro harmônico

Fonte: o autor (2021).

um bom desempenho foi obtido, sendo o erro de seguimento de referência em regime permanente igual a  $6,6 \times 10^{-2}\%$ .

De forma geral, verifica-se que todas as implementações do Controle Vetorial por Orientação de Campo testadas apresentaram um bom desempenho no seguimento de referência de velocidade, com erros cujas ordens de grandeza são muito baixas. Isto se explica pelo fato do sistema de controle funcionar em malha fechada, compensando eventuais erros oriundos da estimação do ângulo da CSVI do fluxo do rotor. Não obstante, embora os resultados aqui apresentados não indiquem de forma clara qual método estima os parâmetros com maior acurácia, eles mostram que todos os métodos propostos nesta Tese fornecem estimativas de parâmetros com os quais se obtém um desempenho em Controle Vetorial por Orientação de Campo tão bom ou até melhor do que aquele obtido com parâmetros de cálculo. Adicionalmente, no caso dos métodos que envolvem ensaios com o rotor em repouso, os resultados desta seção indicam um grande potencial de aplicação destes métodos em sistemas de autocomissionamento de máquinas de indução pentafásicas.

## 6.2 Estimação de Curvas de Performance em Regime Permanente

A determinação das curvas de performance em regime permanente de máquinas de indução é de grande importância, pois é com base nestas informações que um potencial usuário pode selecionar corretamente a máquina mais adequada para a sua aplicação. Adicionalmente, no caso de máquinas trifásicas, diversos requisitos de performance dados por normas técnicas nacionais e internacionais devem ser atendidos, os quais são utilizados inclusive para classificar estas máquinas (IEEE, 2018).

Devido aos custos elevados em equipamentos e horas de trabalho envolvidos com a obtenção experimental das curvas de performance, ao longo do tempo foram desenvolvidos diversos trabalhos propondo formas alternativas mais econômicas de obtê-las. Recentemente, uma abordagem baseada no uso do modelo de regime permanente senoidal para a obtenção destas curvas foi validada em mais de 200 máquinas de indução trifásicas de média potência, possuindo como diferencial a consideração da variação dos parâmetros com a frequência do rotor (PEREIRA et al., 2019). Nesta Tese será adotada uma abordagem semelhante, onde as curvas de torque e corrente em função do escorregamento serão estimadas a partir do modelo de regime permanente senoidal da máquina descrito no Capítulo 2 em conjunto com os parâmetros estimados através dos três métodos propostos. Devido à dificuldade de realizar ensaios para determinação experimental destas curvas, alguns pontos foram obtidos através de uma análise com Elementos Finitos de #m1 utilizando o *software ANSYS Electronics*<sup>®</sup>, cujos detalhes de implementação são fornecidos no Apêndice C. Esta análise foi realizada considerando apenas o circuito fundamental, uma vez que este é o responsável pela produção de praticamente todo o torque útil da máquina de indução pentafásica.

### 6.2.1 Expressões para o Torque e a Corrente do Estator em Regime Permanente

As expressões analíticas para a obtenção das curvas de torque mecânico e corrente do estator do circuito fundamental são obtidas a partir da manipulação algébrica das equações que descrevem o modelo de regime permanente senoidal da máquina, o qual foi descrito no Capítulo 2.

A partir de (40) e (41), são obtidas as expressões que seguem para a corrente do estator

e corrente do rotor, as quais correspondem às equações da máquina trifásica.

$$\bar{I}_1^s(S) = \frac{\bar{V}_1^s}{\tilde{R}^s + j(X_1^m + X_1^{\delta s}) + \frac{X_1^{m2}}{\frac{\tilde{R}_1^{r'}}{S} + j(X_1^m + X_1^{\delta r'})}} \quad (205)$$

$$\bar{I}_1^{r'}(S) = \frac{-\bar{V}_1^s \cdot jX_1^m}{\left[ \frac{\tilde{R}_1^{r'}}{S} + j(X_1^m + X_1^{\delta r'}) \right] \cdot \left[ \tilde{R}^s + j(X_1^m + X_1^{\delta s}) \right] + X_1^{m2}} \quad (206)$$

A expressão do torque eletromagnético de regime permanente, assim como as expressões do torque relativo às perdas mecânicas por atrito e ventilação e do torque mecânico são apresentadas abaixo.

$$T_1^e(S) = 5 \cdot \frac{P}{\omega_s} \cdot \left| \bar{I}_1^{r'}(S) \right|^2 \cdot \frac{\tilde{R}_1^{r'}}{S} \quad (207)$$

$$T_{\text{mec}}(S) = K_v \cdot \left[ \frac{(1-S)}{P} \cdot \omega_s \right]^2 + B \cdot \frac{(1-S)}{P} \cdot \omega_s \quad (208)$$

$$T_1^m(S) = T_1^e(S) - T_{\text{mec}}(S) - \frac{T_1^o}{2}. \quad (209)$$

O termo  $T_1^o$  presente em (209) corresponde à parcela do torque relativa à soma das perdas mecânicas e magnéticas em vazio. Este torque é obtido diretamente da soma das perdas mecânicas e perdas magnéticas, cuja determinação é realizada subtraindo as perdas joule do estator da potência de entrada considerando  $S \cong 0$  conforme segue (PEREIRA et al., 2019).

$$P_1^o = P_1^s(0) - 3 \cdot \tilde{R}^s \cdot \left| \bar{I}_1^s(0) \right|^2 \quad (210)$$

$$T_1^o \cong \frac{P_1^o \cdot P}{\omega_s} \quad (211)$$

A potência de entrada, por sua vez, é determinada a partir da expressão abaixo.

$$P_1^s(S) = 5 \cdot \left| \bar{V}_1^s \right| \cdot \left| \bar{I}_1^s(S) \right| \cdot \cos[\phi(S)] \quad (212)$$

Assumindo que a fase do fasor tensão,  $\bar{V}_s$ , é igual a 0 graus, o fator de potência pode ser obtido de (205) conforme segue.

$$\cos[\phi(S)] = \cos[\angle \bar{I}_1^s(S)] \quad (213)$$

Assim, a curva de torque mecânico é obtida de (209) e a curva de corrente é obtida de (205), fazendo  $0 < S \leq 1$ .

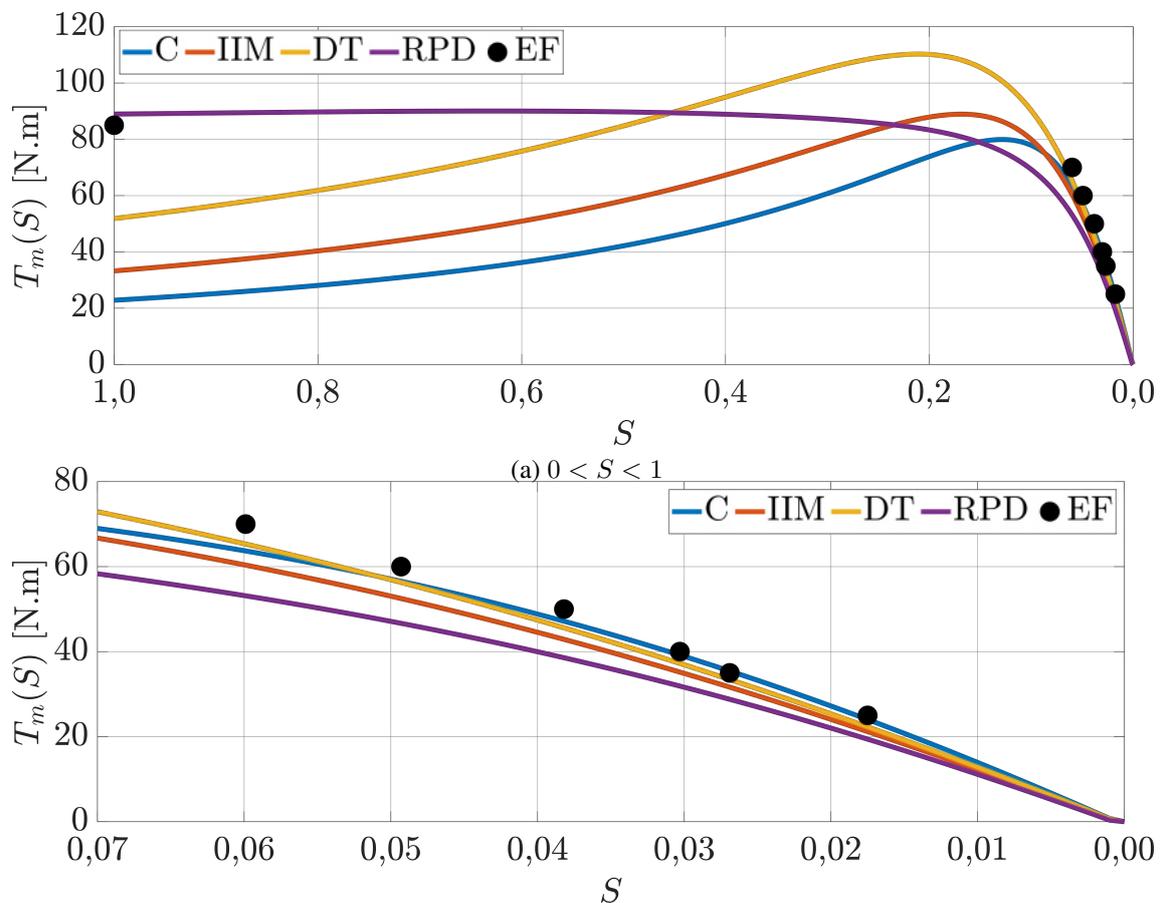
## 6.2.2 Curvas de Torque e Corrente em Regime Permanente

As curvas de torque mecânico e corrente em função do escorregamento foram estimadas utilizando os parâmetros determinados através dos três métodos propostos na Tese, além dos valores calculados utilizando o procedimento descrito em (PEREIRA et al.,

2006). No caso do método baseado na resposta ao degrau de tensão, foram utilizados os parâmetros estimados através da alternativa que utiliza um ensaio adicional para a estimação da indutância de dispersão do estator. Já no caso do método baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada, considerou-se o modelo de variação exponencial dos parâmetros do rotor, mostrados nas Figuras 56a e 56b. Desta forma, além de realizar uma comparação entre os métodos de estimação propostos, ainda será verificado se a consideração da variação dos parâmetros do rotor com a frequência do rotor produz resultados de estimação de curvas de performance mais acurados, conforme já constatado no caso de máquinas trifásicas (PEREIRA et al., 2019).

A Figura 69 mostra as curvas de torque versus escorregamento estimada utilizando parâmetros de cálculo e parâmetros estimados com os métodos propostos na Tese, em comparação com resultados obtidos através de Elementos Finitos. Nota-se que, em baixos escorregamentos, todos os conjuntos de parâmetros apresentam uma boa correspondência com os resultados de Elementos Finitos, à exceção dos parâmetros estimados através

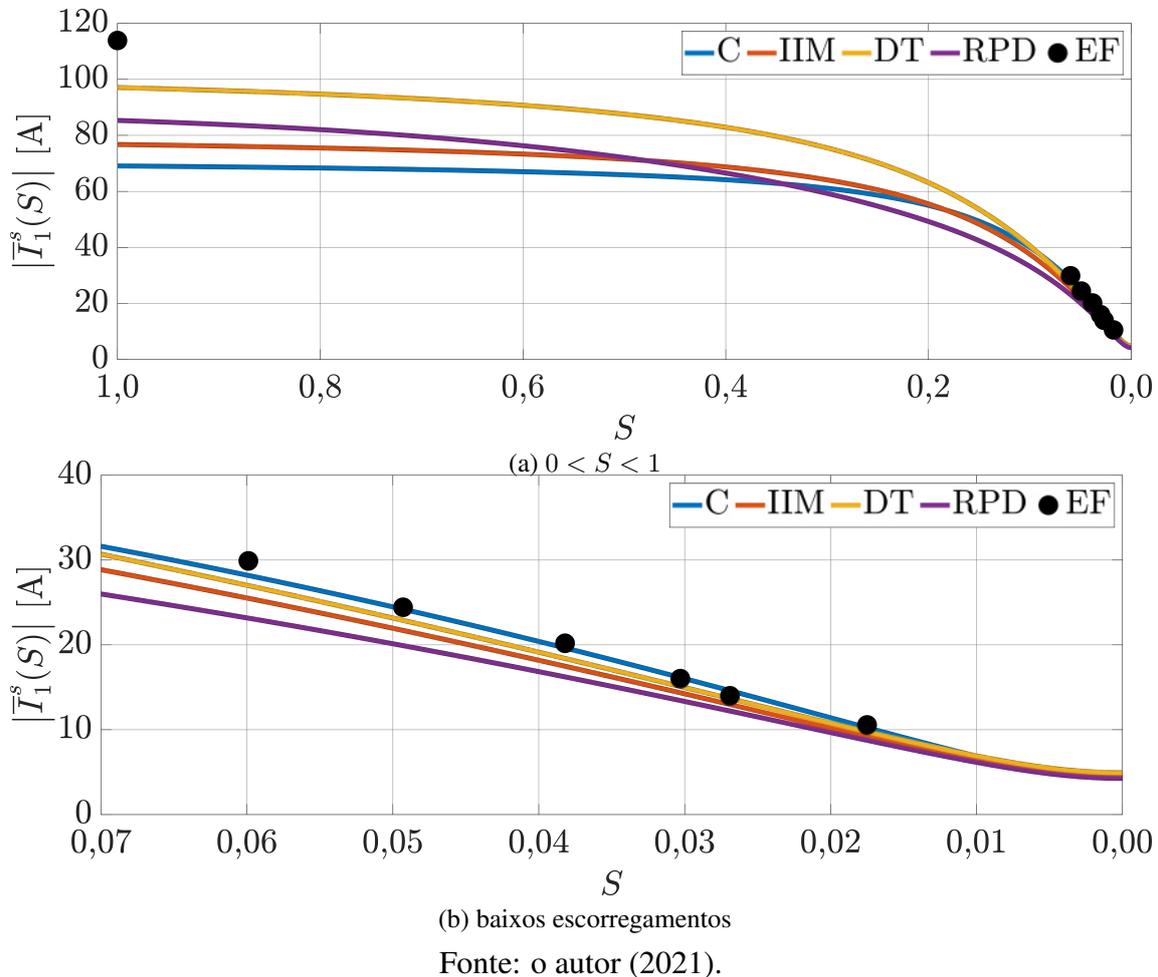
Figura 69 – Curva estimada de torque mecânico (C - parâmetros de cálculo; IIM - parâmetros estimados com impedância instantânea modificada; DT - parâmetros estimados com degrau de tensão; RPD - parâmetros estimados do regime permanente senoidal em operação desbalanceada; EF- resultados de Elementos Finitos).



(b) baixos escorregamentos

Fonte: o autor (2021).

Figura 70 – Curva estimada de corrente do estator (C - parâmetros de cálculo; IIM - parâmetros estimados com impedância instantânea modificada; DT - parâmetros estimados com degrau de tensão; RPD - parâmetros estimados do regime permanente senoidal em operação desbalanceada; EF- resultados de Elementos Finitos).



do método baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada, onde maiores discrepâncias são observadas com escorregamentos superiores a 0,03. Por outro lado, a utilização deste conjunto de parâmetros fornece uma estimativa muito próxima do torque de partida, com uma diferença percentual de apenas 4,5% utilizando o resultado de Elementos Finitos como referência. As diferenças percentuais para os demais conjuntos de parâmetros ficaram entre 38,9%, obtida com parâmetros estimados através do método baseado na resposta ao degrau de tensão, e 74,1%, obtida com parâmetros de cálculo. Estes resultados mostram que, assim como observado no caso de máquinas de indução trifásicas, a consideração da variação dos parâmetros com a frequência do rotor leva a melhores estimativas do torque de partida.

A Figura 70 mostra as curvas estimadas de corrente do estator em função do escorregamento, onde foram observados resultados semelhantes aos obtidos para curva de torque mecânico em baixos escorregamentos. Assim, todos os conjuntos de parâmetros forneceram estimativas próximas dos resultados de Elementos Finitos, sendo obtidos melhores

resultados com os parâmetros de cálculo. E, assim como ocorrido na estimativa da curva de torque, maiores discrepâncias são observadas a partir de  $S = 0,03$  quando são usados parâmetros estimados através do método baseado no modelo de regime permanente em operação desbalanceada. Considerando a corrente de partida, o melhor resultado foi obtido com as estimativas fornecidas pelo método na resposta ao degrau de tensão, com uma diferença percentual de 14,2%. Por outro lado, a maior diferença (39,2%) foi observada quando foram utilizados parâmetros de cálculo.

De forma geral, os resultados obtidos mostram que é possível estimar com boa acurácia as curvas de torque e corrente em regime permanente em baixos escorregamentos utilizando todos os métodos propostos na Tese, sendo obtidos resultados semelhantes aos observados quando são utilizados parâmetros de cálculo. Por outro lado, em altos escorregamentos, os resultados são bastante distintos para cada conjunto de parâmetros, o que se explica pelo fato da indutância de dispersão do estator e dos parâmetros do rotor, cujas estimativas variam de um método para o outro, terem um grande impacto nesta condição de operação. Adicionalmente, considerando a partida da máquina, grandes diferenças foram obtidas em relação aos resultados de Elementos Finitos, à exceção do torque de partida estimado através das estimativas dos parâmetros obtidas com o método baseado no modelo de regime permanente em operação desbalanceada, onde foi considerada a variação dos parâmetros do rotor com a frequência.

### 6.2.3 Considerações Finais

Neste capítulo, foram apresentadas duas aplicações típicas de máquinas de indução que utilizam os parâmetros do modelo da máquina, de forma a demonstrar a importância e relevância da determinação acurada dos parâmetros. Na aplicação de Controle Vetorial por Orientação de Campo, demonstrou-se que bons resultados de desempenho de seguimento de referência de velocidade são obtidos com todos os conjuntos de parâmetros estimados, sendo similares aos resultados obtidos utilizando parâmetros de cálculo. Embora a análise destes resultados não possibilite definir qual conjunto de parâmetros é o mais acurado devido ao fato do sistema operar em malha fechada, onde erros na orientação de campo são compensados pelo controlador, fica demonstrado que todos os métodos propostos nesta Tese são viáveis para o uso em sistemas de autocomissionamento, especialmente o método baseado na resposta ao degrau de tensão e o método baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada, uma vez que os ensaios são realizados com o rotor parado e portanto podem ser aplicados em máquinas que já estejam instaladas.

Na aplicação de estimação de curvas de torque e corrente do estator em regime permanente, importantes para a classificação de motores de indução de acordo com normas técnicas e para avaliação de performance, os resultados obtidos mostraram que para pequenos escorregamentos, boas estimativas são obtidas com todos os conjuntos de parâmetros testados. Adicionalmente, usando parâmetros estimados através do método baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada, onde considerou-se a variação dos parâmetros em função da frequência do rotor, obteve-se também um bom resultado para a estimativa do torque de partida, com uma diferença de 4,5% em relação ao resultado obtido com Elementos Finitos. Por outro lado, nenhum conjunto de parâmetros produziu estimativas semelhantes para a corrente de partida, embora as diferenças em relação ao resultado de Elementos Finitos sejam razoáveis dada a forma em que foram obtidas, ficando entre 14,2% e 39,2%. Não obstante, deve-se considerar que uma vez que os parâmetros foram estimados experimentalmente, uma comparação mais justa envolve-

ria a comparação com dados que também fossem obtidos de forma experimental, o que não foi possível de realizar devido às limitações da plataforma experimental disponível. Também é importante ressaltar que as curvas de torque e corrente em regime permanente senoidal foram obtidas a partir da adaptação de um procedimento desenvolvido e validado para máquinas trifásicas (PEREIRA et al., 2019), cuja validade em máquinas de indução pentafásicas necessita ser estudada de forma mais aprofundada.

Desta forma, pode-se concluir que todos os métodos de estimação propostos nesta Tese fornecem estimativas de parâmetros com bom potencial de utilização em aplicações típicas de máquinas de indução pentafásicas.

## 7 CONCLUSÃO

Neste capítulo são apresentadas as considerações finais da Tese, bem como sugestões de trabalhos futuros com base na pesquisa e resultados obtidos nesta Tese.

### 7.1 Considerações Finais

Nesta Tese, foram apresentados e comprovados experimentalmente três métodos para a estimação de parâmetros de máquinas de indução pentafásicas, os quais exigem apenas medições das tensões e correntes de fase do estator. Todos os três métodos são contribuições originais da tese, dos quais um foi publicado em um periódico internacional, o outro está em fase final de avaliação também em um periódico internacional e o terceiro está em fase de avaliação para apresentação em um congresso internacional. O primeiro método é baseado no conceito de impedância instantânea modificada, o qual foi introduzido na Tese de forma original e necessita de medições obtidas em ensaios de partida em vazio, podendo ser executadas tanto com tensões pentafásicas senoidais quanto com tensões pentafásicas trapezoidais geradas por um inversor. O segundo método proposto é baseado na identificação de coeficientes das funções de transferência definidas para a máquina com o rotor parado a partir da aplicação de um degrau de tensão, cuja principal característica é a consideração da saturação nas estimativas dos parâmetros. No caso do terceiro método, os parâmetros também são estimados utilizando ensaios com o rotor parado, porém através de um algoritmo que utiliza o modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada. Este último apresenta como principal característica a consideração da influência da frequência das tensões e correntes induzidas no rotor nas estimativas dos parâmetros do rotor.

A validação e verificação da acurácia dos métodos foi realizada experimentalmente em dois protótipos de 4,5 kW e 5,5 kW em duas etapas. Inicialmente, os parâmetros dos protótipos foram estimados através dos três métodos propostos. Após, utilizaram-se estes parâmetros na simulação do modelo da máquina de indução pentafásica utilizando como entrada as tensões de partida em vazio e de ensaio com carga, com o intuito de avaliar o quanto as correntes simuladas são semelhantes às correntes medidas nestes mesmos ensaios. Desta forma, para fins de comparação com outros procedimentos para obtenção dos valores dos parâmetros disponíveis na literatura, o modelo também foi simulado com os parâmetros de cálculo dos protótipos.

De forma geral, com base na comparação entre correntes medidas e simuladas, os melhores resultados foram obtidos com o método baseado na impedância instantânea modificada, reproduzindo melhor o comportamento da máquina comparado com os resultados obtidos com os parâmetros de cálculo. A explicação se dá pelo fato dos parâmetros terem sido estimados através dos mesmos ensaios utilizados nas simulações, que também corres-

pondem à operação nominal da máquina em termos de saturação magnética e distribuição dos campos. Nos outros dois métodos propostos, os parâmetros são estimados utilizando ensaios com formas de onda de tensão bastante distintas daquelas utilizadas na operação normal, resultando que a distribuição dos campos no interior da máquina não é exatamente a mesma observada na operação nominal. Desta forma, as estimativas obtidas não se adequam completamente à operação nominal, particularmente no caso das indutâncias de dispersão. Não obstante, considerando os aspectos citados, os resultados obtidos para os métodos baseados na resposta ao degrau e no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada foram bastante satisfatórios, apresentando erros semelhantes àqueles encontrados quando foram utilizados os parâmetros de cálculo.

Para o método baseado na resposta ao degrau de tensão, constatou-se que a amplitude da tensão do ensaio afeta as estimativas dos parâmetros devido a mudanças na saturação da máquina, devendo ser escolhida de forma adequada para que os parâmetros estimados sejam válidos para a operação nominal. Utilizando os parâmetros estimados através do ensaio associado ao nível de saturação correspondente à operação nominal, a simulação do modelo da máquina resultou em correntes que apresentam diferenças significativas durante o período transitório em comparação com as correntes medidas nos ensaios, ocorrendo uma correspondência muito melhor entre as correntes medida e simulada durante o regime permanente. Uma vez que a saturação da máquina varia durante a partida e os parâmetros foram estimados para a saturação nominal em regime permanente, este resultado pode ser considerado aceitável.

Considerando o método baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada, a análise de sensibilidade das impedâncias de sequência em relação aos parâmetros mostrou que existem valores de frequência das tensões utilizadas nos ensaios que favorecem a estimação de alguns parâmetros enquanto desfavorecem a determinação de outros. No caso da frequência associada à operação nominal da máquina, a análise de sensibilidade mostra que há uma maior possibilidade de ocorrência de erros na estimação das indutâncias de dispersão, o que justifica as discrepâncias observadas entre as correntes medidas e simuladas durante o período transitório, onde o efeito destes parâmetros é mais pronunciado. Embora ainda haja espaço para melhorias neste método, a utilização do procedimento proposto para consideração do impacto da frequência do rotor nos parâmetros levou a melhores resultados, com as correntes simuladas ficando mais próximas das correntes medidas.

Como última etapa de validação dos métodos de estimação de parâmetros propostos, o Capítulo 6 apresentou resultados de aplicações típicas que exigem o conhecimento dos parâmetros, os quais envolveram estudos de caso do protótipo de 4,5 kW. Os resultados práticos demonstraram que todos os métodos fornecem estimativas dos parâmetros com as quais obtêm-se um bom desempenho para seguimento de referência de velocidade em uma aplicação de Controle Vetorial por Orientação de Campo. Também foram estimadas as curvas de regime permanente para o torque e corrente do estator em função do escorregamento através da utilização do modelo de regime permanente senoidal da máquina utilizando-se os parâmetros estimados através dos métodos propostos. Neste caso, a comparação com resultados de Elementos Finitos mostraram que, para baixos escorregamentos, boas estimativas das curvas de torque e corrente são obtidas considerando todos os métodos. Para o torque de partida observou-se que o melhor resultado foi obtido quando se considerou a variação dos parâmetros do rotor com a frequência do rotor, a qual é estimada através do método baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada. Embora ainda haja margem para melhorias no método, os

resultados práticos demonstram a necessidade de consideração do impacto de fenômenos como o efeito pelicular.

Considerando os resultados obtidos, pode-se concluir que a Tese atingiu os objetivos propostos e contribuiu de forma substancial com a literatura de máquinas de indução pentafásicas, especialmente no que tange à estimação dos parâmetros, uma vez que:

- os ensaios exigidos por todos os métodos propostos são simples e exigem apenas medição das tensões e correntes de fase do estator;
- todos os métodos propostos fornecem estimativas dos parâmetros associados ao terceiro harmônico da indução no entreferro. Conforme já explicado, há poucos trabalhos na literatura abordando este aspecto; na maioria, os parâmetros relacionados ao terceiro harmônico não são estimados;
- avaliou-se o impacto de fenômenos como a saturação magnética e o efeito pelicular nos parâmetros da máquina de indução pentafásica, comprovando-se a necessidade de considerá-los de forma adequada, especialmente quando os ensaios utilizam formas de onda de tensão não observadas na operação nominal da máquina. Trabalhos similares não fazem este tipo de consideração, o que pode comprometer a validade das estimativas dos parâmetros;
- dois dos métodos desenvolvidos possuem bom potencial de utilização em sistemas de autocomissionamento de máquinas de indução pentafásicas, pois os ensaios são executados com o rotor parado e exigem apenas quatro medições, sendo duas tensões e duas correntes.

Por fim, constatou-se que a estimação de parâmetros de máquinas de indução não é uma tarefa simples e apresenta diversos desafios, uma vez que o valor exato dos parâmetros é desconhecido e afetado por diversos fatores e fenômenos cuja complexidade permite que sejam considerados apenas de forma aproximada nos modelos disponíveis.

## 7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Tendo como base o contexto da Tese, os resultados obtidos e as dificuldades encontradas ao longo do desenvolvimento do trabalho, propõe-se os seguintes temas para aprofundamento e continuidade:

- extensão dos métodos desenvolvidos para máquinas de indução com mais de cinco fases;
- estudo para a determinação de fatores mais robustos de distribuição das indutâncias de dispersão de todos os componentes harmônicos da indução no entreferro de máquinas de indução pentafásicas, de forma a melhorar e simplificar o método baseado na resposta ao degrau de tensão;
- aprofundamento do método baseado no modelo de regime permanente senoidal em operação desbalanceada averiguando a variação dos parâmetros do estator em razão da frequência e da saturação, uma vez que as impedâncias experimentais não são reproduzidas com acurácia pelas impedâncias estimadas em frequências elevadas;
- adaptação dos métodos propostos para utilização em sistemas de autocomissionamento de máquinas de indução pentafásicas;

- proposta e avaliação de modelo com rotor em gaiola dupla para máquinas de indução pentafásicas, a fim de considerar o impacto do efeito pelicular.

## REFERÊNCIAS

ABDEL-KHALIK, A. S. et al. Effect of Current Harmonic Injection on Constant Rotor Volume Multiphase Induction Machine Stators: a comparative study. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.48, n.6, p.2002–2013, Nov 2012.

ABDEL-KHALIK, A. S. et al. Parameter Identification of Five-Phase Induction Machines With Single Layer Windings. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.61, n.10, p.5139–5154, Oct 2014.

ABDEL-KHALIK, A. S.; MASOUD, M. I.; WILLIAMS, B. W. Improved Flux Pattern With Third Harmonic Injection for Multiphase Induction Machines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.27, n.3, p.1563–1578, March 2012.

ANSUJ, S.; SHOKOOH, F.; SCHINZINGER, R. Parameter estimation for induction machines based on sensitivity analysis. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.25, n.6, p.1035–1040, 1989.

BARRERO, F.; DURAN, M. J. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines 2014 - Part I. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.63, n.1, p.449–458, Jan 2016.

BELAHZEN, A.; ARKKIO, A. Comprehensive Dynamic Loss Model of Electrical Steel Applied to FE Simulation of Electrical Machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, Piscataway, v.44, n.6, p.886–889, June 2008.

BENZAQUEN, J. et al. Parameter Estimation for Deep-Bar Induction Machines Using Instantaneous Stator Measurements From a Direct Startup. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.PP, n.99, p.1–1, 2017.

BOJOI, R. et al. Control of Shaft-Line-Embedded Multiphase Starter/Generator for Aero-Engine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.63, n.1, p.641–652, Jan 2016.

BOLDEA, I.; NASAR, S. A. **The Induction Machine Design Handbook**. second.ed. Boca Raton: CRC Press, 2010.

BROECK, H. W. V. D.; WYK, J. D. V. A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized Voltage-Fed Inverter under Different Control Options. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.IA-20, n.2, p.309–320, March 1984.

BYRD, R. H.; GILBERT, J. C.; NOCEDAL, J. A trust region method based on interior point techniques for nonlinear programming. **Mathematical Programming**, New York, v.89, n.1, p.149–185, Nov 2000.

BYRD, R. H.; HRIBAR, M. E.; NOCEDAL, J. An Interior Point Algorithm for Large-Scale Nonlinear Programming. **SIAM J. on Optimization**, Philadelphia, v.9, n.4, p.877–900, Apr 1999.

CARRARO, M.; ZIGLIOTTO, M. Automatic Parameter Identification of Inverter-Fed Induction Motors at Standstill. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.61, n.9, p.4605–4613, 2014.

CHE, H. S. et al. Experimental magnetizing inductance identification in five-phase induction machines. In: IECON 2013 - 39TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2013. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2013. p.5179–5184.

CHE, H. S. et al. Parameter Estimation of Asymmetrical Six-Phase Induction Machines Using Modified Standard Tests. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.64, n.8, p.6075–6085, Aug 2017.

CIPIN, R.; PATOCKA, M. Skin effect in rotor bars of induction motor in form of transfer function. In: IECON 2013 - 39TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2013. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2013. p.3149–3153.

CIRRINCIONE, M. et al. A new experimental application of least-squares techniques for the estimation of the induction motor parameters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.39, n.5, p.1247–1256, Sept 2003.

COLEMAN, T.; LI, Y. On the Convergence of Reflective Newton Methods for Large-Scale Nonlinear Minimization Subject to Bounds. **Math. Program.**, New York, v.67, p.189–224, 10 1994.

COLEMAN, T.; LI, Y. An Interior Trust Region Approach for Nonlinear Minimization Subject to Bounds. **SIAM J. on Optimization**, Philadelphia, v.6, n.4, p.418–445, 1996.

DURAN, M. J.; BARRERO, F. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines - Part II. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.63, n.1, p.459–468, Jan 2016.

FLOUDAS, C. A.; PARDALOS, P. M. **Encyclopedia of Optimization**. Boston, MA: Springer US, 2001.

GAUTAM, A. et al. Computation of equivalent circuit parameters of nine-phase induction motor in different operating modes. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2012., 2012. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2012. p.142–149.

GONZÁLEZ-PRIETO, I. et al. Open-Switch Fault Detection in Five-Phase Induction Motor Drives Using Model Predictive Control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.65, n.4, p.3045–3055, April 2018.

GRANTHAM, C.; MCKINNON, D. J. Rapid parameter determination for induction motor analysis and control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.39, n.4, p.1014–1020, July 2003.

GUZMAN, H. et al. Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.61, n.9, p.4474–4484, Sep. 2014.

HAFEZ, A. A. A. et al. Direct current ripple compensation for multi-phase fault-tolerant machines. **IET Electric Power Applications**, Stevenage, v.5, n.1, p.28–36, January 2011.

HUYNH, D. C.; DUNNIGAN, M. W.; FINNEY, S. J. On-line parameter estimation of an induction machine using a recursive least-squares algorithm with multiple time-varying forgetting factors. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY, 2010., 2010. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2010. p.444–449.

IEEE. IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. **IEEE Std 112-2017 (Revision of IEEE Std 112-2004)**, Piscataway, p.1–115, Feb 2018.

IFFOUZAR, K. et al. Improved direct field oriented control of multiphase induction motor used in hybrid electric vehicle application. **International Journal of Hydrogen Energy**, Amsterdam, v.42, n.30, p.19296 – 19308, 2017.

KLAES, N. R. Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.29, n.6, p.1135–1140, 1993.

KOJOOYAN-JAFARI, H. et al. Parameter Estimation of Wound-Rotor Induction Motors From Transient Measurements. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.29, n.2, p.300–308, June 2014.

KOJOOYAN-JAFARI, H. et al. Using the Instantaneous Power of a Free Acceleration Test for Squirrel-Cage Motor Parameters Estimation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.30, n.3, p.974–982, Sept 2015.

LEVI, E. Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.55, n.5, p.1893–1909, May 2008.

LEVI, E. et al. Multiphase induction motor drives - a technology status review. **Electric Power Applications, IET**, Stevenage, v.1, n.4, p.489–516, July 2007.

LIN, W. M. et al. Parameter estimation of induction machines under no-load test. In: IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2010., 2010. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2010. p.1762–1767.

LIU, T.; FU, J.; LIPO, T. A. A strategy for improving reliability of field oriented controlled induction motor drives. In: CONFERENCE RECORD OF THE 1991 IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, 1991. **Anais...** Piscataway: IEEE, 1991. p.449–455 vol.1.

LIU, Z. et al. Parameter identification of nine-phase induction machines with concentrated windings. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS), 2014., 2014. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2014. p.2540–2544.

LIU, Z.; WU, J.; HAO, L. Coordinated and fault-tolerant control of tandem 15-phase induction motors in ship propulsion system. **IET Electric Power Applications**, Stevenage, v.12, n.1, p.91–97, 2018.

LJUNG, L. **System Identification (2nd Ed.)**: theory for the user. USA: Prentice Hall PTR, 1999.

MARTÍN, C. et al. Sensitivity of predictive controllers to parameter variation in five-phase induction motor drives. **Control Engineering Practice**, Amsterdam, v.68, p.23 – 31, 2017.

MASADEH, M. A.; PILLAY, P. Induction Machine Parameters Determination and the Impact of Stator/Rotor Leakage Split Ratio on Its Performance. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.67, n.7, p.5291–5301, 2020.

MENGONI, M. et al. On-line estimation of stator resistance and mutual inductance of multiphase induction machines. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON OPTIMIZATION OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC EQUIPMENT (OPTIM), 2012., 2012. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2012. p.417–423.

MONJO, L.; CORCOLES, F.; PEDRA, J. Saturation Effects on Torque- and Current-Slip Curves of Squirrel-Cage Induction Motors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.28, n.1, p.243–254, March 2013.

MONJO, L. et al. Squirrel-Cage Induction Motor Parameter Estimation Using a Variable Frequency Test. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.30, n.2, p.550–557, June 2015.

ODHANO, S. A. et al. Induction motor magnetizing characteristic identification at standstill with single-phase tests conducted through the inverter. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES DRIVES CONFERENCE (IEMDC), 2015., 2015. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2015. p.960–966.

OPPENHEIM, A.; SCHAFER, R. **Discrete-Time Signal Processing**. London: Pearson Education, 2011.

PEDRA, J.; CANDELA, I.; SAINZ, L. Modelling of squirrel-cage induction motors for electromagnetic transient programs. **IET Electric Power Applications**, Stevenage, v.3, n.2, p.111–122, March 2009.

PEDRA, J.; CORCOLES, F. Estimation of induction motor double-cage model parameters from manufacturer data. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.19, n.2, p.310–317, June 2004.

PEIXOTO, Z. M. A.; SEIXAS, P. F. Electrical parameter estimation considering the saturation effects in induction machines. In: IEEE 31ST ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. CONFERENCE PROCEEDINGS

(CAT. NO.00CH37018), 2000., 2000. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2000. v.3, p.1563–1568 vol.3.

PEREIRA, L. A. et al. Model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air-gap field. Part I. Parameter determination and general equations. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2004. IECON 2004. 30TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE, 2004. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2004. v.1, p.98–103 Vol. 1.

PEREIRA, L. A. et al. Model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air-gap field part II : transformation of co-ordinates and d-q models. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2004. IECON 2004. 30TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE, 2004. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2004. v.2, p.1682–1687 Vol. 2.

PEREIRA, L. A. et al. General Model of a Five-Phase Induction Machine Allowing for Harmonics in the Air Gap Field. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.21, n.4, p.891–899, Dec. 2006.

PEREIRA, L. A. et al. Unbalanced operation of five-phase induction machines using steady state symmetrical components - part i: theoretical considerations. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, IECON 2015 - 41ST ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE, 2015a. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2015a. p.001807–001812.

PEREIRA, L. A. et al. Unbalanced operation of five-phase induction machines using steady state symmetrical components - Part II: study of typical cases. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, IECON 2015 - 41ST ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE, 2015b. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2015b. p.001813–001818.

PEREIRA, L. A. et al. Performance estimation of three-phase induction motors from no-load startup test without speed acquisition. **ISA Transactions**, Amsterdam, 2019.

PEREIRA, L. A.; PERIN, M.; PEREIRA, L. F. A. A New Method to Estimate Induction Machine Parameters from the No-Load Startup Transient. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, New York, Oct 2018.

PEREIRA, L. et al. Estimation of Parameters of Induction Machines based on Instantaneous Impedance. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2017. PROCEEDINGS. IEMDC 2017., 2017a. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2017a.

PEREIRA, L. et al. Estimation of Parameters of Induction Machines from No-Load Starting without Speed Acquisition. In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2017. PROCEEDINGS. IEMDC 2017., 2017b. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2017b.

PERETTI, L.; ZIGLIOTTO, M. Automatic procedure for induction motor parameter estimation at standstill. **IET Electric Power Applications**, Stevenage, v.6, p.214–224(10), April 2012.

PERIN, M. **Estimação de Parâmetros de Motores de Indução Trifásicos Usando Impedância Instantânea**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre. 2017.

PYRHONEN, J.; HRABOVCOVA, V.; JOKINEN, T. **Design of Rotating Electrical Machines**. Hoboken: John Wiley Sons, 2008.

RENGIFO, J. et al. Parameter Estimation Method for Induction Machines Using the Instantaneous Impedance During a Dynamic Start-Up. In: VI ANDEAN REGION INTERNATIONAL CONFERENCE, 2012., 2012. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2012. p.11–14.

RENGIFO, J. et al. Parameter estimation method for induction machines using instantaneous voltage and current measurements. **Rev. Fac. Ing. Univ. Antioquia**, Medellín, n.75, p.57–66, June 2015.

REZAEALAM, B. Calculation of magnetizing and leakage inductances of induction machine using finite element method. **Electrical Engineering**, New York, v.103, n.1, p.315–325, 2021.

RIVEROS, J. A. et al. Estimation of the electrical parameters of a five-phase induction machine using standstill techniques. Part I: theoretical discussions. In: IECON 2011 - 37TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2011. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2011. p.3668–3673.

RIVEROS, J. A. et al. Estimation of the electrical parameters of a five-phase induction machine using standstill techniques. Part II: practical implications. In: IECON 2011 - 37TH ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2011. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2011. p.3674–3679.

RIVEROS, J. A. et al. Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings - Part 2: time-domain techniques. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.27, n.4, p.1067–1077, Dec 2012.

RIVEROS, J. A. et al. Five-phase induction machine parameter identification using PSO and standstill techniques. In: IECON 2015 - 41ST ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 2015. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2015. p.000613–000618.

SAAD, K. et al. Investigation on SVM-Backstepping sensorless control of five-phase open-end winding induction motor based on model reference adaptive system and parameter estimation. **Engineering Science and Technology, an International Journal**, Amsterdam, 2019.

SANCHEZ, I.; PILLAY, P. Sensitivity analysis of induction motor parameters. In: SOUTHEASTCON '94, 1994. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 1994. p.50–54.

SCHARLAU, C. et al. Performance of a Five-Phase Induction Machine With Optimized Air Gap Field Under Open Loop  $V/f$  Control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.23, n.4, p.1046–1056, Dec. 2008.

SINGH, G. Multi-phase induction machine drive research: a survey. **Electric Power Systems Research**, Amsterdam, v.61, n.2, p.139 – 147, 2002.

STEPHAN, J.; BODSON, M.; CHIASSON, J. Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.30, n.3, p.746–759, May 1994.

TANI, A. et al. Control of Multiphase Induction Motors With an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.27, n.2, p.565–577, Feb 2012.

TOUSIZADEH, M. et al. Fault-Tolerant Field Oriented Control of Three-Phase Induction Motor based on Unified Feed-forward Method. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, p.1–1, 2018.

WALTZ, R. et al. An interior algorithm for nonlinear optimization that combines line search and trust region steps. **Mathematical Programming**, New York, v.107, p.391–408, 07 2006.

WANG, Y. et al. Parameters estimation for multiphase induction machine with concentrated windings through finite element method. **IET Electric Power Applications**, Stevenage, v.14, n.10, p.1807–1817, 2020.

WHITE, D.; WOODSON, H. H. **Electromechanical Energy Conversion**. Cambridge: The MIT Press, 1968.

WU, B.; NARIMANI, M. **High-Power Converters and AC Drives**. Piscataway: Wiley-IEEE Press, 2017.

XU, H.; TOLIYAT, H. A.; PETERSEN, L. J. Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents. In: APEC 2001. SIXTEENTH ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (CAT. NO.01CH37181), 2001. **Anais...** Piscataway: IEEE, 2001. v.1, p.392–398 vol.1.

XU, H.; TOLIYAT, H. A.; PETERSEN, L. J. Five-phase induction motor drives with DSP-based control system. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.17, n.4, p.524–533, 2002.

YEPES, A. G. et al. Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings - Part 1: sinusoidal excitation methods. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v.27, n.4, p.1056–1066, Dec 2012.

ZHOU, P. et al. Finite element analysis of induction motors based on computing detailed equivalent circuit parameters. **IEEE Transactions on Magnetics**, Piscataway, v.34, n.5, p.3499–3502, 1998.

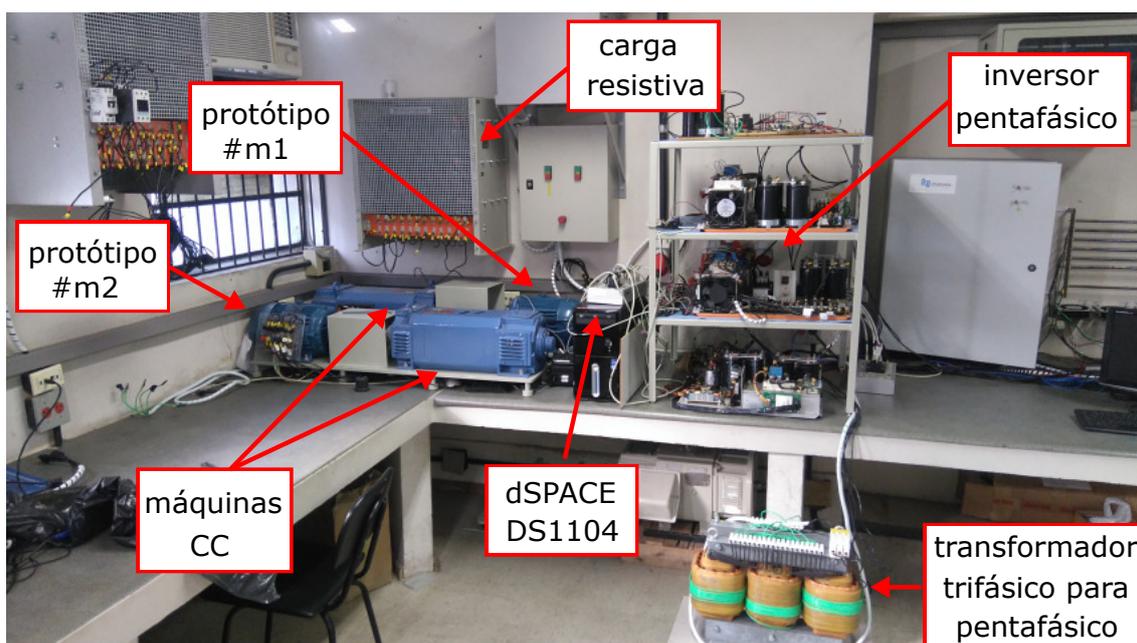
ZHOU, Z. et al. Research on Discrete Fourier Transform-Based Phasor Measurement Algorithm for Distribution Network under High Frequency Sampling. **Energies**, Basel, v.11, n.9, 2018.

## APÊNDICE A – PLATAFORMA EXPERIMENTAL

Este Apêndice apresenta a plataforma experimental utilizada para a validação experimental, a qual está disponível no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica (LASCAR), localizado no Instituto Eletrotécnico da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS). Além da descrição dos equipamentos, também são fornecidos dados referentes aos protótipos utilizados na validação experimental dos métodos de estimação propostos na Tese.

A Figura 71 mostra a plataforma experimental, a qual é composta por dois protótipos de máquinas de indução pentafásicas, aos quais estão acopladas duas máquinas CC cuja função é operar como carga variável. A plataforma também inclui um transformador trifásico para pentafásico, um inversor pentafásico e uma placa *dSPACE*<sup>®</sup> *DS1104*, utilizada para o controle dos protótipos e acionamento do inversor.

Figura 71 – Plataforma experimental disponível no LASCAR.



Fonte: o autor (2021).

## A.1 Protótipos de Máquinas de Indução

A plataforma mostrada na Figura 71 possui dois protótipos de máquinas de indução pentafásicas de 4,5 kW e 5,5 kW, #m1 e #m2, respectivamente, cujas principais características são mostradas na Tabela 17. A Tabela 18 mostra os parâmetros dos dois protótipos calculados de acordo com o procedimento descrito em (PEREIRA et al., 2006). Já a Figura 73a mostra a seção transversal de #m1 e a Figura 73b mostra a seção transversal de #m2, enquanto a Tabela 19 mostra os principais dados dimensionais dos protótipos.

Tabela 17 – Características principais dos protótipos.

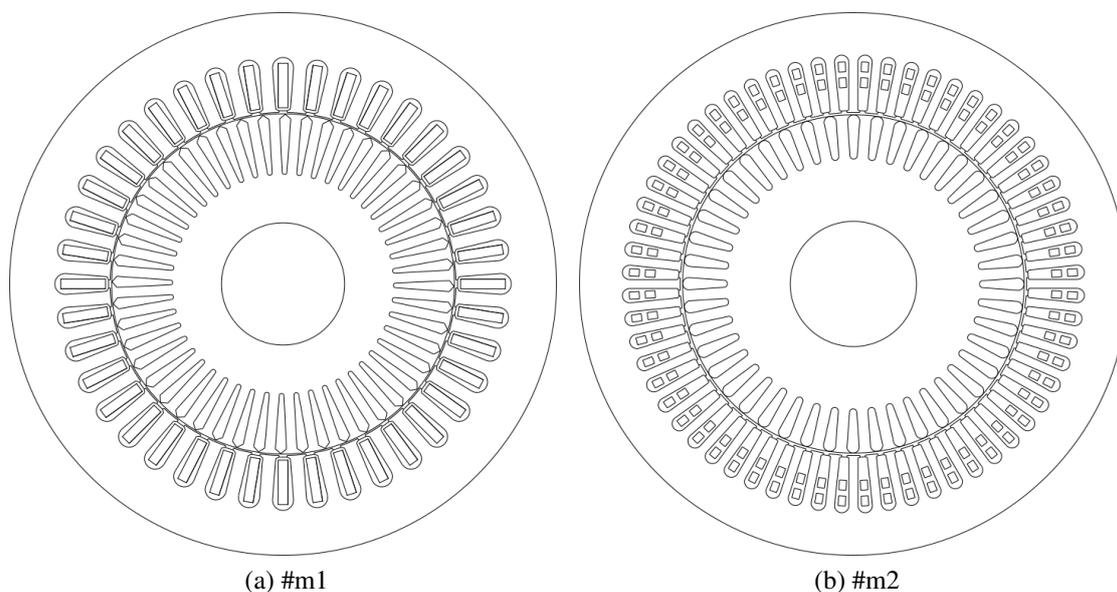
motor	característica					
	$P_n^1$ (kW)	$V_n^2$ (V)	$I_n^3$ (A)	$I_0^4$ (A)	frequência (Hz)	pares de polos
#m1	4,5	110	10,8	4,9	60	2
#m2	5,5	220	7,3	4,8	60	2

<sup>1</sup>potência nominal; <sup>2</sup>tensão nominal; <sup>3</sup>corrente nominal; <sup>4</sup>corrente em vazio

Tabela 18 – Parâmetros de cálculo dos protótipos referidos ao estator (PEREIRA et al., 2006).

motor	$\tilde{R}_1^s$ ( $\Omega$ )	$\tilde{R}_1^{r'}$ ( $\Omega$ )	$L_1^m$ (mH)	$L_1^{\delta s}$ (mH)	$L_1^{\delta r'}$ (mH)	$\tilde{R}_3^{r'}$ ( $\Omega$ )	$L_3^m$ (mH)	$L_3^{\delta s}$ (mH)	$L_3^{\delta r'}$ (mH)
#m1	0,35	0,20	61,87	1,64	2,33	0,16	5,88	1,61	2,42
#m2	1,03	0,69	138,15	4,48	5,07	0,20	4,69	4,02	1,81

Figura 72 – Seções transversais dos protótipos.



Fonte: o autor (2021).

Tabela 19 – Dados dimensionais dos protótipos.

<b>dado</b>	<b>#m1</b>	<b>#m2</b>
entreferro (mm)	0,45	0,78
diâmetro do rotor (mm)	115	115
diâmetro externo do estator (mm)	182	182
comprimento axial do rotor (mm)	130	140
abertura da ranhura do estator (mm)	2,8	1,8
abertura da ranhura do rotor (mm)	0	0
largura do dente do estator (mm)	4,3	3,0
largura do dente do rotor (mm)	3,50	3,75
altura da coroa do estator (mm)	15,19	14,18
altura da coroa do rotor (mm)	15	20,75
número de ranhuras do estator	40	60
número de barras do rotor	48	44
número de camadas do enrolamento	1	2
encurtamento de passo (ranhuras)	0	3
ramos conectados em paralelo	2	1
material dos enrolamentos do estator	cobre	cobre
material dos enrolamentos do rotor	alumínio	alumínio

## A.2 Aquisição dos Dados Experimentais

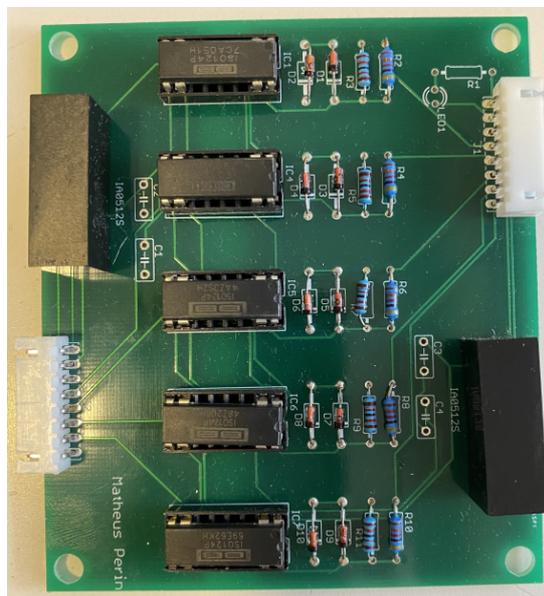
A aquisição dos dados experimentais foi realizada utilizando um sistema concebido e implementado pelo autor da Tese, o qual é baseado na placa de aquisição de dados *National Instruments® USB-6212* e é mostrado na Figura 74a. O sistema de aquisição de dados utilizado também inclui um circuito para condicionamento e isolamento para proteção da placa de aquisição de dados, o qual foi projetado e montado pelo autor e é apresentado na Figura 74b. O esquemático deste circuito de condicionamento é mostrado na Figura 75. A Figura 74 mostra o sistema de aquisição durante a execução de ensaio com aplicação de degrau de tensão.

Todas as medições experimentais utilizadas na Tese foram realizadas utilizando este sistema de aquisição com taxa de amostragem de 40 kHz, com exceção das velocidades experimentais mostradas nas Figuras 9, 66a, 67a, 68a, 68b, 69a e 69b. Neste caso, as curvas de velocidade foram adquiridas utilizando um *encoder* incremental em conjunto com a *dSPACE® DS1104* utilizando uma taxa de amostragem de 5 kHz.

Figura 73 – Sistema de aquisição de dados.



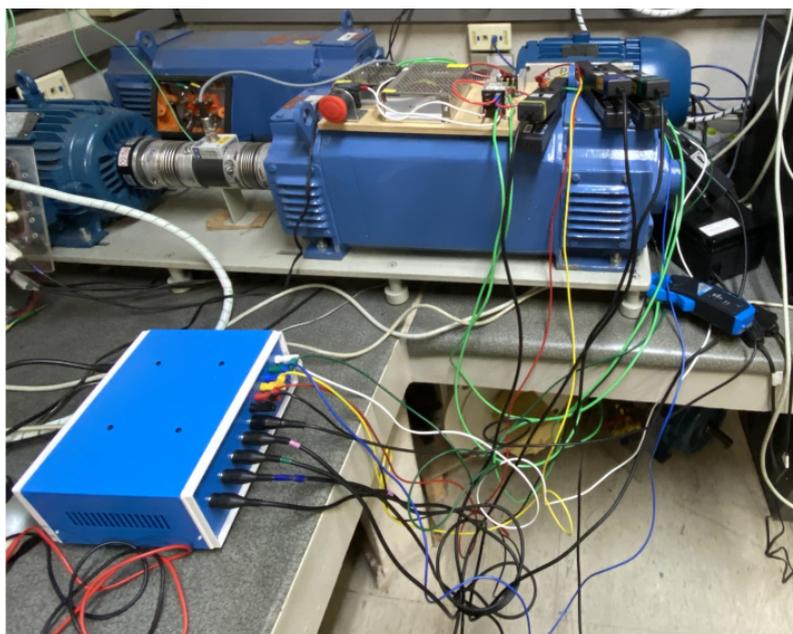
(a) parte externa



(b) circuito para condicionamento de sinais

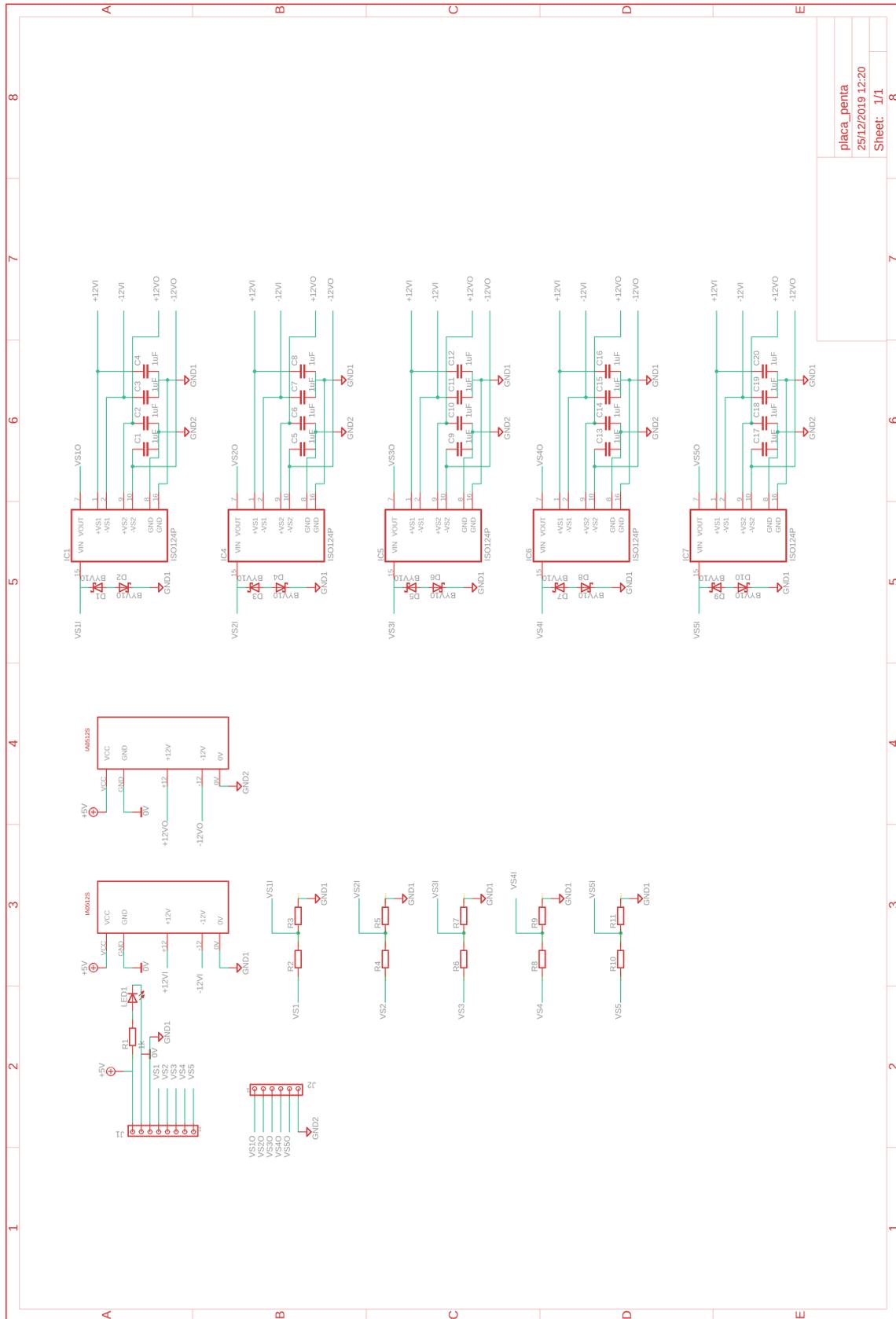
Fonte: o autor (2021).

Figura 74 – Sistema de aquisição de dados.



Fonte: o autor (2021).

Figura 75 – Esquemático do sistema de aquisição de dados.



placa_penta
25/12/2019 12:20
Sheet 1/1

## APÊNDICE B – DETERMINAÇÃO DE $V_{OP}$

Este anexo apresenta os passos necessários para a obtenção da amplitude do degrau de tensão que produz a saturação existente durante a operação nominal da máquina de indução pentafásica,  $V_{op}$ . Esta tensão é utilizada no método de estimação baseado na resposta ao degrau de tensão, o qual foi descrito no Capítulo 4.

O nível de saturação da máquina de indução pode ser associado com o valor de pico da indução na coroa do estator, o qual está relacionada com a indução no entreferro. A indução no entreferro, por sua vez, depende da corrente do estator e de parâmetros construtivos da máquina (SCHARLAU et al., 2008). Como a saturação varia muito pouco entre operação em vazio e a operação em plena carga, a indução máxima na coroa do estator pode ser considerada proporcional à corrente em vazio, informação que usualmente se encontra disponível. Em termos do valor máximo da CSVI da corrente do estator,  $\hat{i}_A^s$ , o valor máximo da indução na coroa do estator pode ser representado conforme segue.

$$B_c \cong k_c \hat{i}_A^s \quad (\text{B.1})$$

Na última expressão,  $k_c$  é um fator construtivo que depende das dimensões principais da máquina e das características do enrolamento. Na operação em vazio com tensões senoidais nominais, as correntes do estator são dadas conforme as expressões abaixo.

$$i_A^s(t) = I_0 \sqrt{2} \cos(\omega_s t + \phi) \quad (\text{B.2})$$

$$i_B^s(t) = I_0 \sqrt{2} \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{5} + \phi\right) \quad (\text{B.3})$$

$$i_C^s(t) = I_0 \sqrt{2} \cos\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{5} + \phi\right) \quad (\text{B.4})$$

$$i_D^s(t) = I_0 \sqrt{2} \cos\left(\omega_s t - \frac{6\pi}{5} + \phi\right) \quad (\text{B.5})$$

$$i_E^s(t) = I_0 \sqrt{2} \cos\left(\omega_s t - \frac{8\pi}{5} + \phi\right) \quad (\text{B.6})$$

Nas expressões anteriores,  $\phi$  representa a fase das tensões. Considerando o instante de tempo onde  $i_A^s(t)$  é máximo e a paridade da função cosseno, a partir de (1) obtém-se o valor de  $\hat{i}_A^s$  conforme apresentado na sequência.

$$\begin{aligned} \hat{i}_0^s &= \frac{I_0 \sqrt{2}}{\sqrt{5}} \left[ 1 + \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) e^{j\frac{2\pi}{5}} + \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) e^{j\frac{4\pi}{5}} + \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) e^{j\frac{6\pi}{5}} + \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) e^{j\frac{8\pi}{5}} \right] \\ \hat{i}_0^s &= \frac{5}{2} \cdot \frac{I_0 \sqrt{2}}{\sqrt{5}} \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Introduzindo (B.7) em (B.1), o valor de pico da indução na coroa do estator é dado por:

$$B_c \cong k_c \cdot \frac{5}{2} \cdot \frac{I_0 \sqrt{2}}{\sqrt{5}}. \quad (\text{B.8})$$

Considerando agora o regime permanente do ensaio com aplicação de degrau de tensão, o qual é mostrado na Figura 25, tem-se que:

$$i_B^{st} = i_C^{st} = i_D^{st} = i_E^{st} = -\frac{1}{4} i_A^{st}. \quad (\text{B.9})$$

Com base na última expressão e em (1), o valor de pico da CSVI da corrente do estator no ensaio com aplicação de degrau de tensão,  $\hat{i}_0^{st}$ , pode ser representada conforme segue.

$$\begin{aligned} \hat{i}_0^{st} &= \frac{i_A^s}{\sqrt{5}} \left[ 1 - \frac{1}{4} \left( e^{j\frac{2\pi}{5}} + e^{j\frac{4\pi}{5}} + e^{j\frac{6\pi}{5}} + e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) \right] \\ \hat{i}_0^{st} &= \frac{5}{4} \cdot \frac{i_A^s}{\sqrt{5}} \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Portanto, o valor de pico da indução na coroa do estator no ensaio com aplicação de degrau de tensão é obtido introduzindo (B.10) em (B.1), conforme mostrado abaixo.

$$B'_c \cong k_c \cdot \frac{5}{4} \cdot \frac{i_A^{st}}{\sqrt{5}} \quad (\text{B.11})$$

A corrente  $i_A^{st}$  que faz  $B'_c = B_c$  é obtida igualando (B.8) e (B.11), resultando na expressão que segue.

$$i_A^{st} = 2 \cdot I_0 \sqrt{2} \quad (\text{B.12})$$

Por fim, considerando a resistência equivalente vista da fonte mostrada na Figura 25, dada por  $\tilde{R}_e^{st} = \frac{5}{4} \cdot \tilde{R}^s$ , a tensão que produz a saturação nominal é dada conforme segue.

$$V_{op} = \tilde{R}_e^{st} \cdot i_A^{st} \cong \frac{5}{2} \cdot \tilde{R}^s \cdot I_0 \sqrt{2} \quad (\text{B.13})$$

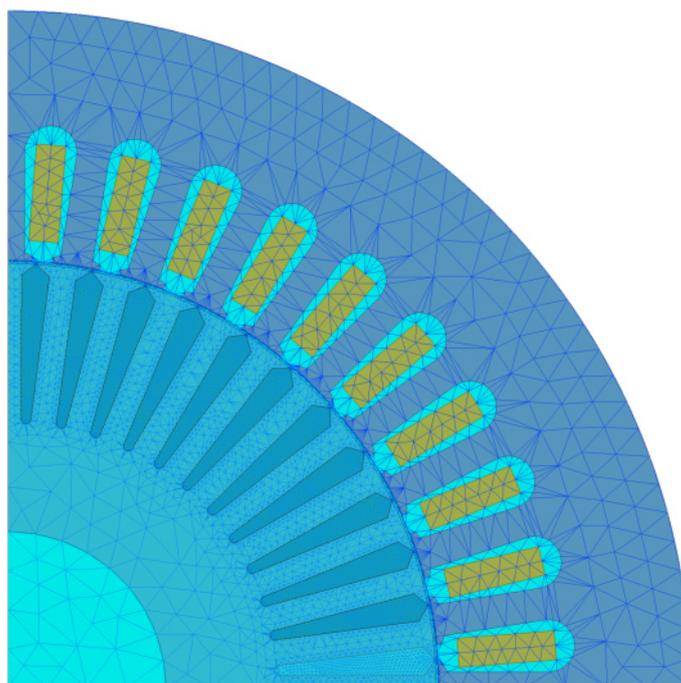
## APÊNDICE C – ANÁLISE DE ELEMENTOS FINITOS

Este Apêndice fornece informações relativas à implementação e simulação do protótipo #m1 no *software ANSYS Electronics*<sup>®</sup>, cujos resultados foram utilizados nos Capítulos 4 e 6.

A Figura 76 mostra o modelo 2D de #m1 com a malha utilizada, a qual foi gerada utilizando as configurações mostradas na Tabela 20 e possui 14.802 elementos.

Todas simulações foram realizadas de forma dinâmica, com passo de simulação de 10 *ms* e com condições de contorno de potencial magnético nulo no raio externo do estator da máquina. Como apenas um polo da máquina foi simulado devido à simetria, também foi implementada uma condição de contorno do tipo mestre-escravo. Salienta-se que esta simulação considera tanto o impacto da saturação magnética quanto do efeito pelicular. Por fim, a Figura 77 mostra a curva de magnetização utilizada para o material das chapas das quais as partes ferromagnéticas do modelo são constituídas.

Figura 76 – Modelo e malha do protótipo analisado no *ANSYS Electronics*<sup>®</sup>.

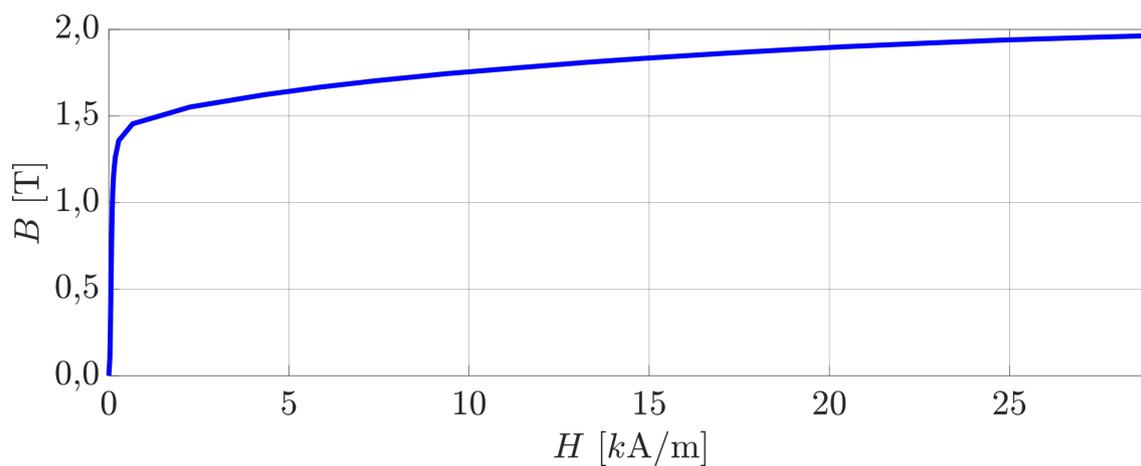


Fonte: o autor (2021).

Tabela 20 – Configurações de entrada para geração da malha no *ANSYS Electronics*<sup>®</sup>.

parâmetro	barras do rotor	enrolamentos	partes ferromagnéticas
comprimento máximo (mm)	0,65	2,98831	6,79
desvio de superfície (mm)	0,05705	–	0,091
desvio normal (graus)	15	–	15

Figura 77 – Curva de magnetização do material das chapas do modelo.



Fonte: o autor (2021).