



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CAMPUS FLORIANÓPOLIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Luís Gustavo da Silva

**Estudo de Fenômenos Relacionados às Correntes em Mancais de Máquinas  
Elétricas Assíncronas Trifásicas**

Florianópolis  
2019

Luís Gustavo da Silva

**Estudo de Fenômenos Relacionados às Correntes em Mancais de Máquinas  
Elétricas Assíncronas Trifásicas**

Dissertação submetida ao Programa de Engenharia  
Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina  
para a obtenção do título de Mestre em Engenharia  
Elétrica.

Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Coorientador: Eng. Fredemar Runcos, Dr.

Florianópolis

2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

da Silva, Luís Gustavo

Estudos de fenômenos relacionados às correntes em mancais de máquinas elétricas assíncronas trifásicas : Estudos de fenômenos relacionados às correntes em mancais de máquinas elétricas assíncronas trifásicas / Luís Gustavo da Silva ; orientador, Nelson Jhoe Batistela, coorientador, Fredemar Rünco, 2019.

147 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Correntes de rolamento. 3. motores de indução. I. Batistela, Nelson Jhoe. II. Rünco, Fredemar. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Luís Gustavo da Silva

**Estudo de Fenômenos Relacionados às Correntes em Mancais de Máquinas  
Elétricas Assíncronas Trifásicas**

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca  
examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Walter Pereira Carpes Júnior, Dr.  
Universidade Federal de Santa Catarina

Prof. Pedro Armando da Silva Júnior, Dr.  
Instituto Federal de Santa Catarina

Eng. Waldiberto de Lima Pires, Msc.  
WEG

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão  
que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

---

Coordenador em Exercício do Programa

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.  
Orientador

Florianópolis, 03 de dezembro de 2019.

Este trabalho é dedicado aos meus familiares.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente aos professores do GRUCAD por proporcionarem um ensino de qualidade durante toda a duração do mestrado.

Ao meu orientador Prof. Dr. Nelson Jhoe Batistela pela orientação e correção do trabalho.

Ao meu coorientador Eng. Dr. Fredemar Ríncos por todo suporte durante o mestrado e por proporcionar a realização da parte experimental do departamento de pesquisa e inovação tecnológica da WEG.

Ao Hugo Gustavo Gomes Mello, Waldiberto de Lima Pires, Daniel Schimtz e ao Sebastião Lauro Nau por me receberem dentro do departamento de P&IT e também por todo o suporte durante fornecido diariamente durante a minha permanência na WEG.

Aos amigos que fiz dentro do departamento que são Edson, Solon, Carlos, Isac, Matheus, Rodrigo, Angelita, Gabriela, Franciane, Briam (que me ajudou a desenvolver algumas figuras do capítulo 6) e ao Eng. Dr. Jacques por ministrar diariamente conselhos motivacionais.

Ao Marcio, Fabiano e ao Leandro que me ajudaram nos trabalhos técnicos mecânicos de montagem e desmontagem das máquinas elétricas e dos cabos.

Aos meus pais Aparecida e Valmir por todas as lições de vida. Ao meu irmão Jackson por ser um grande exemplo.

*In memoriam* de um grande amigo Marcilio. Aos grandes amigos que fiz durante o mestrado que proporcionaram ótimas conversas.

Se você quer ser bem-sucedido, precisa ter dedicação total, buscar seu último limite e dar o melhor de si. (Senna, 1994)

## RESUMO

O trabalho trata de fenômenos causadores de correntes de rolamento em máquinas elétricas assíncronas trifásicas acionadas através de conversores de frequência, tendo como principal objetivo fornecer uma estimativa das amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo. O procedimento de cálculo dos valores dos patamares é realizado em função dos valores das capacitâncias parasitas determinadas por parâmetros construtivos da máquina. Neste contexto, para avaliar o sistema completo do acionamento e do motor, são utilizados modelos de circuitos elétricos equivalentes de alta frequência, disponíveis na literatura, para o conversor de frequência, para o cabo de alimentação e para a máquina elétrica assíncrona trifásica. Formas de ondas de tensões de modo comum e de tensões impostas no eixo, empregando valores de parâmetros medidos e/ou determinados por dados construtivos da máquina, são obtidas via simulação do sistema. Realiza-se comparações com resultados experimentais. Na investigação experimental (obtenção dos valores das capacitâncias parasitas dos motores) e na validação das metodologias, utilizou-se duas máquinas elétricas assíncronas trifásicas, de 5,5 e 132 kW.

**Palavras-chave:** Motores de Indução Trifásicos. Correntes de Rolamento. Capacitâncias Parasitas. Tensões de Modo Comum. Tensões impostas no Eixo.

## **ABSTRACT**

The present work deals with phenomena that provoke bearing currents in three-phase asynchronous electric machines driven by frequency converters, having as the main goal to provide an estimation of the magnitude of the steps on the imposed shaft voltage. The procedure for calculating the magnitude values is performed according to the values of the parasitic capacitances, determined by the machine construction parameters. In this context, to evaluate the complete drive and engine system, high-frequency equivalent electrical circuit models, available in the literature, are used for the frequency converter, for the power cable, and for the three-phase asynchronous electric machine. Common mode waveforms and imposed shaft voltages are obtained via system simulation using measured parameter values and/or values determined by machine construction data. Comparisons with experimental results are made. Two three-phase asynchronous electric three-phase machines with an output power of 5.5 and 132 kW were used in the experimental research (acquisition of motor parasitic capacitances values) and methodologies validation.

**Keywords:** Three phase induction motors. Bearing Currents. Parasitic Capacitances. Common mode voltages. Imposed Shaft Voltages.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Fluxo magnético circular desbalanceado.....	23
Figura 2 – Representação da variação típica de um patamar $\Delta v_{com}/\Delta t$ . ....	25
Figura 3 – Forma de onda da tensão de modo comum. ....	26
Figura 4 – Circuito elétrico equivalente das capacitâncias parasitas.....	27
Figura 5 – Forma de onda da tensão imposta no eixo.....	28
Figura 6 – Caminho da corrente de rolamento <i>EDM</i> . ....	31
Figura 7 – Caminho da corrente de rolamento circulante. ....	32
Figura 8 – Caminho dos enrolamentos do estator à terra com carga. ....	33
Figura 9 – Diagrama de blocos das correntes de rolamento na MAT.....	34
Figura 10 – <i>Pitting</i> causado em um rolamento 6209. ....	35
Figura 11 – <i>Frosting</i> causado em um rolamento 6309. ....	36
Figura 12 – <i>Fluting</i> causado em um rolamento 6309.....	36
Figura 13 – Sistema de acionamento. ....	38
Figura 14 – Circuito elétrico do conversor de frequência.....	39
Figura 15 – Conversor de frequência CFW-09. ....	40
Figura 16 – Modelo da linha de transmissão para um segmento $\Delta z$ . ....	42
Figura 17 – Estágios de comutação do conversor de frequência. ....	44
Figura 18 – Ensaio de curto circuito. ....	45
Figura 19 – Ensaio de curto circuito real. ....	45
Figura 20 – Ensaio de circuito aberto real. ....	46
Figura 21 – Ensaio de indutância série da fase A. ....	46
Figura 22 – Ensaio de indutância mútua dos condutores A e B. ....	46
Figura 23 – Distribuição dos condutores no cabo de alimentação. ....	47
Figura 24 – Ensaio de curto circuito de sequência zero. ....	48
Figura 25 – Ensaio de curto aberto de sequência zero. ....	48
Figura 26 – Ensaio de parâmetros mútuos entre a fase A e referência.....	48
Figura 27 – Circuito elétrico equivalente de alta frequência do cabo de alimentação.....	50
Figura 28 – Configurações de ensaio na MAT. ....	51
Figura 29 – Circuito elétrico equivalente por fase de alta frequência para a MAT .....	51

Figura 30 – Circuito elétrico equivalente por fase de alta frequência para a MAT utilizado em simulação.....	54
Figura 31 – Representação e localização da capacitância entre os enrolamentos do estator e a carcaça em uma ranhura.....	55
Figura 32 – Representação e localização da capacitância entre os enrolamentos do estator e o rotor em uma ranhura.....	57
Figura 33 – Representação e localização da capacitância entre o rotor e a carcaça.....	59
Figura 34 – Representação do ângulo de contato entre as esferas e as pistas de rolamento.....	60
Figura 35 – Capacitância de rolamento.....	60
Figura 36 – Capacitâncias de rolamento em série.....	61
Figura 37 – Largura de contato formado entre esferas e superfície da pista externa do rolamento de referência 6314.....	62
Figura 38 – Representação do circuito elétrico das capacitâncias parasitas após aplicação do material isolante.....	63
Figura 39 – Representação do circuito elétrico das capacitâncias parasitas após aplicação do material isolante com o eixo curto-circuitado com a carcaça aterrada.....	64
Figura 40 – Técnica de ensaio da tensão imposta no eixo na MAT de médio porte.....	68
Figura 41 – Técnica de medição da tensão imposta no eixo na MAT de pequeno porte.....	69
Figura 42 – Bobina de Rogowski.....	69
Figura 43 – Representação da utilização da bobina de Rogowski na MAT de médio porte.....	70
Figura 44 – Rolamento traseiro curto-circuitado.....	71
Figura 45 – Cabo de alimentação 4x25 mm <sup>2</sup> de 300 metros.....	72
Figura 46 – Resposta em frequência dos parâmetros série de fase do cabo de alimentação 4x25 mm <sup>2</sup> com 300 metros de comprimento.....	73
Figura 47 – Resposta em frequência dos parâmetros paralelos entre fases do cabo de alimentação 4x25 mm <sup>2</sup> com 300 metros de comprimento.....	73
Figura 48 – MAT de médio porte.....	74

Figura 49 – Rolamento traseiro 6316 C3.....	75
Figura 50 – Tampa isolada.....	76
Figura 51 – Configuração com ambos os rolamentos não isolados. ....	77
Figura 52 – Ensaio da impedância em função da frequência dos enrolamentos do estator em relação ao neutro da MAT médio porte. ....	77
Figura 53 – Ensaio da impedância em função da frequência de modo comum da MAT de médio porte.....	78
Figura 54 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte. ....	80
Figura 55 – Forma de onda das tensões de fase A, B, C e da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e 900 rpm na MAT de médio porte. ....	80
Figura 56 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de médio porte. ....	81
Figura 57 – Formas de ondas das tensões de fase A, B, C e da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de 1800 rpm na MAT de médio porte.....	82
Figura 58 – Forma de onda da tensão medida entre as fases A e B na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de médio porte. ....	82
Figura 59 – Forma de onda da tensão medida entre as fases A e B na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte. ....	83
Figura 60 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte. ....	83
Figura 61 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de médio porte. ....	84
Figura 62 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte. ....	85
Figura 63 – Forma de onda tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm MAT de médio porte. ....	85

Figura 64 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz e velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte. ....	86
Figura 65 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de médio porte. ....	86
Figura 66 – Forma de onda da corrente de rolamento circulante na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 900 rpm, na MAT de médio porte. ....	88
Figura 67 – Forma de onda da corrente de rolamento circulante na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 900 rpm, na MAT de médio porte. ....	88
Figura 68 – Amplitudes das correntes de rolamento em função da velocidade de rotação, na frequência de comutação de 5 kHz. ....	89
Figura 69 – Amplitudes das correntes de rolamento em função da velocidade de rotação, na frequência de comutação de 2,5 kHz. ....	90
Figura 70 – Forma de onda da tensão induzida no eixo na frequência de comutação de 5 kHz, em velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte. ....	90
Figura 71 – Comparação da forma de onda da tensão induzida no eixo com a forma de onda da corrente de rolamento circulante na frequência de comutação de 5 kHz. ....	91
Figura 72 – MAT de médio porte com o circuito do rotor removido. ....	92
Figura 73 – Comparação das formas de onda de tensão de modo comum medida e simulada na frequência de comutação de 5 kHz. ....	97
Figura 74 – Comparação das formas de onda de tensão de modo comum medida e simulada na frequência de comutação de 2,5 kHz. ....	98
Figura 75 – Comparação das formas de onda de tensão impostas no eixo medida e simulada na frequência de comutação de 5 kHz. ....	99
Figura 76 – Comparação das formas de onda de tensão imposta no eixo medida e simulada na frequência de comutação de 2,5 kHz. ....	99
Figura 77 – Resposta em frequência dos parâmetros série de fase do cabo de alimentação de 4x6 mm <sup>2</sup> de 5 metros. ....	102

Figura 78 – Resposta em frequência dos parâmetros paralelos entre fases do cabo de alimentação de 4x6 mm <sup>2</sup> de 5 metros.....	103
Figura 79 – MAT de pequeno porte.....	104
Figura 80 – Ensaio de impedância em função da frequência dos enrolamentos do estator em relação ao neutro MAT de pequeno porte.....	105
Figura 81 – Ensaio de impedância em função da frequência de modo comum da MAT de pequeno porte.....	105
Figura 82 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT pequeno porte.....	107
Figura 83 – Formas de onda das tensões de fase A, B e C e da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm para a MAT de pequeno porte.....	107
Figura 84 – Forma de onda da tensão medida entre a fase A e B na frequência de comutação de 5 kHz e velocidades de rotação de 1800 rpm na MAT de pequeno porte.....	108
Figura 85– Tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.....	108
Figura 86 – Forma de onda da tensão medida entre a fase A e B na frequência de comutação de 5 kHz e velocidades de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.....	109
Figura 87 – Tensão de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de pequeno porte.....	109
Figura 88 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.....	110
Figura 89 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de pequeno porte.....	111
Figura 90 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.....	111

Figura 91 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte. ....	112
Figura 92 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de pequeno porte. ....	112
Figura 93 – MAT de pequeno porte com o rotor removido. ....	113
Figura 94 – Comparação das formas de onda tensão de modo comum medida e simulada na frequência de comutação de 5 kHz na MAT de pequeno porte .....	119
Figura 95 – Comparação das formas de onda tensão de modo comum medida e simulada na frequência de comutação de 2,5 kHz na MAT de pequeno porte. ...	119
Figura 96 – Comparação das formas de onda tensão imposta no eixo medida e simulada na frequência de comutação de 5 kHz na MAT de pequeno porte. ....	120
Figura 97 – Comparação das formas de onda tensão imposta no eixo medida e simulada na frequência de comutação de 2,5 kHz na MAT de pequeno porte. ...	121
Figura A - Formas de onda das tensões aplicadas nos terminais da MAT e da tensão de modo comum sem ocorrer a sobremodulação.....	128
Figura A.1 - Formas de onda das tensões aplicadas nos terminais da MAT e da tensão de modo comum com a sobremodulação.....	129
Figura B - Ensaio de modo comum de referência.....	130
Figura C - Sistema de simulação.....	133

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Capacitância do conversor de frequência.....	39
Tabela 2 – Processo lógico de comutação <i>PWM</i> do conversor de frequência .....	43
Tabela 3 – Valores dos parâmetros série de fase, dos parâmetros paralelo entre fase e dos parâmetros de sequência zero do cabo de alimentação de 4x25 mm <sup>2</sup> com 300 metros de comprimento. ....	72
Tabela 4 – Valores dos parâmetros série para um condutor e dos parâmetros mútuos do cabo de alimentação de 4x25 mm <sup>2</sup> com 300 metros de comprimento.....	72
Tabela 5 – Valores calculados dos parâmetros do cabo de alimentação 4x25 mm <sup>2</sup> de 300 metros. ....	74
Tabela 6 – Dimensões dos rolamentos 6319 e 6316. ....	75
Tabela 7 – Valores calculados dos parâmetros do circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT de médio porte. ....	79
Tabela 8 – Variações nas amplitudes dos patamares na tensão de modo comum em função da velocidade de rotação e frequência de comutação na MAT de médio porte. ....	84
Tabela 9 – Variações das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo em função da velocidade de rotação e frequência de comutação na MAT de médio porte. ....	87
Tabela 10 – Valores das capacitâncias parasitas medidos na MAT de médio porte e suas diferenças percentuais.....	92
Tabela 11 – Valores dos parâmetros de projeto utilizados nos cálculos das capacitâncias parasitas na MAT de médio porte.....	93
Tabela 12 – Valores calculados das capacitâncias parasitas na MAT de médio porte.....	93
Tabela 13 – Comparações dos valores calculados e medidos das capacitâncias parasitas na MAT de médio porte e suas diferenças percentuais. ....	94
Tabela 14 – Valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo obtidos através do <i>BVR</i> calculado com os valores das capacitâncias medidas na MAT de médio porte.....	95
Tabela 15 – Diferenças percentuais dos patamares das tensões impostas no eixo utilizando o <i>BVR</i> calculado pelas capacitâncias medidas.....	95

Tabela 16 – Valores calculados da amplitudes dos patamares na tensões impostas no eixo utilizando o <i>BVR</i> obtido pelas capacitâncias calculadas por parâmetros de projeto da MAT de médio porte. ....	96
Tabela 17 – Valores dos parâmetros série de fase e parâmetros paralelo entre fase e parâmetros de sequência zero do cabo de alimentação de 4x6 mm <sup>2</sup> .....	102
Tabela 18 – Valores dos parâmetros séries para um condutor e dos parâmetros mútuos do cabo de alimentação de 4x6 mm <sup>2</sup> de 5 metros. ....	102
Tabela 19 – Valores calculados dos parâmetros do cabo de alimentação 4x6 mm <sup>2</sup> de 5 metros. ....	103
Tabela 20 – Valores dos parâmetros do circuito elétrico de alta frequência da MAT de pequeno porte.....	106
Tabela 21 – Variação na amplitude do patamar da tensão de modo comum em função da frequência de comutação e da velocidade de rotação na MAT de pequeno porte. ....	110
Tabela 22 – Variação na amplitude do patamar da tensão imposta no eixo em função da frequência de comutação e velocidade de rotação na MAT de pequeno porte.....	113
Tabela 23 – Valores medidos das capacitâncias parasitas da MAT de pequeno porte e suas diferenças percentuais.....	114
Tabela 24 – Parâmetros de projeto utilizados nos cálculos das capacitâncias parasitas na MAT de pequeno porte. ....	114
Tabela 25 – Valores calculados por parâmetros de projeto das capacitâncias parasitas para a MAT de pequeno porte. ....	115
Tabela 26 – Comparações dos valores calculados e medidos das capacitâncias parasitas da MAT de pequeno porte e suas diferenças percentuais. ....	115
Tabela 27 – Valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo utilizando <i>BVR</i> calculado com os valores das capacitâncias medidas na MAT de pequeno porte. ....	116
Tabela 28 – Diferença percentual das amplitudes dos patamares das tensões impostas no eixo utilizando o <i>BVR</i> calculado pelas capacitâncias medidas na MAT de pequeno porte. ....	117

Tabela 29 – Valores estimados das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo utilizando *BVR* calculado pelas capacitâncias obtidas por parâmetros de projeto na MAT de pequeno porte..... 117

Tabela 30 – Diferença percentual das amplitudes dos patamares das tensões impostas no eixo utilizando o *BVR* calculado pelas capacitâncias obtidas por parâmetros de projeto na MAT de pequeno porte..... 118

Tabela C – Valores dos parâmetros utilizados na MAT de médio porte.....131

Tabela C.1 – Valores dos parâmetros utilizados na MAT de pequeno porte.....132

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

$A_{rf}$	Área entre o rotor e carcaça supondo que as ranhuras do estator fechadas (mm <sup>2</sup> )
$\alpha$	Constante de amortecimento
$\beta$	Constante de atraso
$b_{Coroa1v_b}$	Indução magnética na coroa do estator (T)
$b_{01}$	Largura da abertura de ranhura (mm)
<b>BVR</b>	Relação da tensão de rolamento
$BVR_{calculado_{5,5}}$	Relação da tensão imposta no eixo para as capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto para a máquina elétrica de 5,5kW
$BVR_{calculado_{132}}$	Relação de tensão imposta no eixo para as capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto máquina elétrica de 132 kW
$BVR_{1kHz}$	Relação de tensão imposta no eixo para as capacitâncias parasitas medidas na frequência de comutação de 1 kHz para a máquina elétrica de 132 kW
$BVR_{10kHz}$	Relação de tensão imposta no eixo para as capacitâncias parasitas medidas na frequência de comutação de 10 kHz para a máquina elétrica de 132 kW
$BVR_{1kHz_{5,5}}$	Relação de tensão imposta no eixo para as capacitâncias parasitas medidas na frequência de comutação de 1 kHz para a máquina elétrica de 5,5kW
$BVR_{10kHz_{5,5}}$	Relação de tensão imposta no eixo para as capacitâncias parasitas medidas na frequência de comutação de 10 kHz para a máquina elétrica de 5,5kW
$b_{XXXv_b}$	Indução magnética genérica no entreferro (T)
<b>C</b>	Capacitância parasita entre o coletor das chaves do converso de frequência e a referência (F)
$C_{ab}$	Capacitância paralela entre fase A e B (F)
$C_{ag}$	Capacitância paralela entre fase e referência (F)
$C_{b,DE}$	Capacitância de rolamento dianteiro (F)
$C_{b_{eq\_serie}}$	Capacitância equivalente serie formada entre as esferas e as pistas internas e externas do rolamento (F)
$C_{b,medido}$	Capacitância de rolamento medida (F)
$C_{b,NDE}$	Capacitância de rolamento traseira (F)
$C_{b\_total}$	Capacitância de rolamento total (F)
$C_f$	Capacitância parasita entre o barramento positivo de tensão do conversor de frequência para a referência (F)
$C_g$	Metade do valor do valor da capacitância por fase dos enrolamentos do estator para a carcaça (F)
<b>CFW</b>	Conversor de frequência WEG
$C_p$	Capacitância paralela entre fases da linha de transmissão (F/m)
$C_{p-ef}$	Capacitância paralela para condutor de geometria simétrica (F/m)

$C_{rf}$	Capacitância parasita do rotor para a carcaça (F)
$C_t$	Capacitância parasita entre espiras dos enrolamentos do estator (F)
$C_{wf}$	Capacitância parasita por fase dos enrolamentos do estator para a carcaça (F)
$C_{wf-total}$	Capacitância parasita dos enrolamentos trifásicos do estator para a carcaça (F)
$C_{wr}$	Capacitância parasita dos enrolamentos do estator para o rotor (F)
$C_{wr0}$	Parte da capacitância dos enrolamentos do estator para ranhura, formada entre a superfície do rotor até a altura de abertura da ranhura (F)
$C_{wr1}$	Parte da capacitância dos enrolamentos do estator para ranhura, formada pelo fechamento da ranhura (F)
$C_{0-eff}$	Capacitância paralela entre fase e referência para o condutor de geometria Simétrica (F/m)
$dS_{Eixo}$	Superfície da densidade de corrente do eixo
$dS_{mc1}$	Superfície da densidade linear de corrente
$D_{e1}$	Diâmetro Externo do estator (mm)
$D_{e2}$	Diâmetro Externo do rotor (mm)
$D_{rf}$	Densidade do fluxo elétrico entre o rotor e carcaça ao longo da circunferência
$D_{fundo\_ranhura}$	Diâmetro de fundo de ranhura (mm)
$\Delta v_{LG}/\Delta t$	Alta variação de tensão de fase em um curto período de tempo (V/s)
$\Delta v_{com} /\Delta t$	Alta variação de tensão de modo comum em um curto período de tempo (V/s)
$\Delta v_{eixo}/\Delta t$	Alta variação de tensão imposta no eixo em um curto período de tempo (V/s)
$\Delta t$	taxa de variação no tempo (s)
$d\varphi_1$	Representa a direção do campo magnético no raio médio da coroa do estator
$\delta$	Entreferro
$\Delta z$	Segmento da linha de transmissão.
<b>EDM</b>	Descarga Elétrica na Máquina
$e_{isolamento\_ranhura}$	Espessura do isolamento de fundo de ranhura (mm)
$E_{rf}$	Intensidade do campo elétrico média entre o rotor e a carcaça ao longo da circunferência do entreferro (V/m)
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica do vácuo (F/m)
$\epsilon_{r1}$	Permissividade relativa do isolante utilizado no fundo de ranhura
$\epsilon_{r2}$	Permissividade relativa do ar
$\epsilon_{r3}$	Permissividade relativa do filme de graxa lubrificante
$f$	Frequência para calculo (Hz)
$F_c$	Fator que representa a superfície irregular da ranhura
$f_m$	Frequência medida (Hz)
$f_{ressonância}$	Frequência de ressonância da MAT (Hz)
$F_{radial}$	Folga Radial do rolamento ( $\mu\text{m}$ )
$F_{radial\_06}$	Folga Radial do rolamento 6206 ( $\mu\text{m}$ )
$F_{radial\_07}$	Folga Radial do rolamento 6207 ( $\mu\text{m}$ )

$F_{radial\_16}$	Folga Radial do rolamento 6316 ( $\mu\text{m}$ )
$F_{radial\_19}$	Folga Radial do rolamento 6319 ( $\mu\text{m}$ )
$G$	Condutância da linha de transmissão ( $\Omega^{-1}$ )
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão da onda de tensão
$h_{e21}$	Espessura do fechamento da ranhura (mm)
$H$	Campo magnético (A/m)
$i_{b,cap}$	Corrente de rolamento capacitiva (A)
$i_{wg}$	Corrente dos enrolamentos do estator à terra (A)
$J_{Lv_j}$	Densidade linear de corrente (A/mm <sup>2</sup> )
$J_{Eixo}$	Densidade de corrente no eixo da máquina elétrica (A/mm <sup>2</sup> )
$J$	Densidade de corrente de modo comum (A/mm <sup>2</sup> )
$k_{c1}$	Fator de Carter do estator
$k_f$	Fator de preenchimento da ranhura
$L_{abmedido}$	Indutância série medida entre os condutores das fases A e B do cabo de alimentação (H/m)
$L_{ag}$	Indutância série medida entre os condutores das fases A e G do cabo de alimentação (H/m)
$L_s$	Indutância serie da linha de transmissão (H/m)
$L_{contato}$	Largura de contato entre as esferas e pistas internas e externas do rolamento (mm)
$L_{contatoref}$	Largura de contato entre as esferas e pistas internas e externas do rolamento de referência (mm)
$L_{dHF}$	Indutância de dispersão de alta frequência por fase (H)
$l_{Ferro}$	Comprimento do pacote de chapas do estator (mm)
$L_{ind}$	Indutância série para um condutor individual (H/m)
$L_{medido}$	Indutância mútua medida entre fases (H/m)
$L_{s-eff}$	Indutância série por fase para condutor de geometria simétrica (H/m)
$L_{sg}$	Indutância de sequência zero medida (H/m)
$L_{0-eff}$	Indutância série de sequência zero para condutor de geometria simétrica (H/m)
$M_{ab}$	Indutância mútua entre fase A e B (H/m)
$M_{ag}$	Indutância mútua entre fase A e referência (H/m)
$\mu$	Permeabilidade magnética do meio
$N_1$	Número de ranhuras do estator
$N_{esfera}$	Número total de esferas do rolamento
$P$	Perímetro medido
$P_{ref}$	Perímetro medido de referência
$PWM$	Modulação por largura de pulso
$Q_{rf}$	Carga elétrica no rotor e na carcaça (Coulomb)
$R_e$	Resistência que representa o efeito pelicular no núcleo magnético e na carcaça ( $\Omega$ )
$R_{esfera}$	Raio da esfera do rolamento (mm)
$R_{mc1}$	Raio médio da coroa do estator (mm)
$R_s$	Resistência série do cabo de alimentação ( $\Omega/\text{m}$ )

$R_{sg}$	Resistência de sequência zero do cabo de alimentação ( $\Omega/m$ )
rpm	Rotações por minuto
$S$	Superfície de contato entre esferas e pistas internas e externas do rolamento ( $mm^2$ )
$S_{nf}$	Representa a superfície em que a densidade de corrente de modo comum que flui entre o pacote de chapas do estator e a carcaça ( $mm^2$ )
$S_1$	Sigla para representação das chaves de comutação do conversor de frequência
$S_2$	Sigla para representação das chaves de comutação do conversor de frequência
$S_3$	Sigla para representação das chaves de comutação do conversor de frequência
$S_3$	Sigla para representação das chaves de comutação do conversor de frequência
$S_4$	Sigla para representação das chaves de comutação do conversor de frequência
$S_5$	Sigla para representação das chaves de comutação do conversor de frequência
$S_6$	Sigla para representação das chaves de comutação do conversor de frequência.
$t_{n1}$	Passo da ranhura do estator
$t_r$	Tempo de subida da onda de tensão de modo comum (s)
$v_{AG}$	Tensão de fase "A" em relação ao sistema de referência (V)
$v_b$	Tensão de rolamento (V)
$v_{BG}$	Tensão de fase "B" em relação ao sistema de referência (V)
$v_{CG}$	Tensão de fase "C" em relação ao sistema de referência (V)
$v_{com}$	Tensão de modo comum (V)
$v_{eixo}$	Tensão imposta no eixo
$v_f$	Velocidade de propagação da onda de tensão na linha de transmissão
$V_{rf}$	Tensão entre o rotor e a carcaça (V)
$\omega$	Frequência angular (rad/s)
XXX	Representa à natureza da onda de permeância que deu origem a onda de indução no entreferro
$Z_L$	Impedância da carga ( $\Omega$ )
$Z_{wg}$	Impedância dos enrolamentos do estator para carcaça ( $\Omega$ )
$Z_{wn(fressonância)}$	Impedância dos enrolamentos do estator para o neutro na frequência de ressonância natural entre polos e zeros ( $\Omega$ )
$Z_0$	Impedância característica da linha de transmissão ( $\Omega$ )
$\rho_1, \phi_1, z_1$	Eixos das coordenadas cilíndricas, radial, azimutal e axial
$\nabla\mu$	Gradiente da permeabilidade magnética
$\%_{contato}$	Fator que representa a área de contato entre as esferas e pistas internas e externas do rolamento

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>15</b>
1.1	POSICIONAMENTO DA QUESTÃO E MOTIVAÇÃO .....	15
1.2	TRABALHOS REALIZADOS NO GRUPO DE PESQUISA.....	17
1.3	OBJETIVOS DO TRABALHO DE DISSERTAÇÃO .....	18
<b>1.3.1</b>	<b>Objetivos Específicos</b> .....	<b>18</b>
1.4	CONTRIBUIÇÕES.....	19
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	19
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E ESTADO DA ARTE</b> .....	<b>21</b>
2.1	ESTUDO DAS CORRENTES DE ROLAMENTO CLÁSSICAS .....	21
<b>2.1.1</b>	<b>Tensão no Eixo Devido à Eletrostática</b> .....	<b>21</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Tensão no Eixo Devido à Assimetria</b> .....	<b>21</b>
2.1.2.1	Fluxo Homopolar .....	23
2.2	ESTUDO DAS CORRENTES DE ROLAMENTO EM REGIME PWM .....	25
<b>2.2.1</b>	<b>Tensão de Modo Comum</b> .....	<b>25</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Capacitâncias Parasitas</b> .....	<b>27</b>
2.2.2.1	Relação de Tensão de Rolamento ( <i>BVR</i> ) .....	28
<b>2.2.3</b>	<b>Tensão Imposta no Eixo</b> .....	<b>28</b>
<b>2.2.4</b>	<b>Correntes de Modo Comum</b> .....	<b>28</b>
<b>2.2.5</b>	<b>Correntes de Rolamento em Máquinas Elétricas Assíncronas Trifásicas</b> .....	<b>29</b>
2.2.5.1	Correntes de Rolamento Capacitivas .....	29
2.2.5.2	Correntes de Rolamento <i>EDM</i> .....	30
2.2.5.3	Correntes de Rolamento Circulantes.....	31
2.2.5.4	Correntes dos Enrolamentos do estator à terra.....	32
2.2.5.5	Sumário sobre Correntes em Mancais .....	33

<b>2.2.6</b>	<b>Danos Causados pelas Correntes de Rolamento.....</b>	<b>35</b>
2.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO DA FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	37
<b>3</b>	<b>CIRCUITOS ELÉTRICOS DE ALTA FREQUÊNCIA .....</b>	<b>38</b>
3.1	CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE ALTA FREQUÊNCIA DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA.....	38
3.2	CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE ALTA FREQUÊNCIA DO CABO DE ALIMENTAÇÃO.....	40
<b>3.2.1</b>	<b>Conceitos de Linha de Transmissão .....</b>	<b>40</b>
3.2.1.1	Modelo de Linha de Transmissão com Perdas e Reflexão da Tensão Incidente.....	41
<b>3.2.2</b>	<b>Ensaio Para Determinação dos Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico de Alta Frequência do Cabo de Alimentação .....</b>	<b>43</b>
3.2.2.1	Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Série .....	44
3.2.2.2	Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Paralelos entre Fases.....	45
3.2.2.3	Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Mútuos dos Condutores A e B .....	46
3.2.2.4	Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Séries e Paralelos do Condutor de Referência .....	47
3.2.2.5	Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Mútuos entre Fases e Terra.....	48
3.2.2.6	Cálculo dos Parâmetros do Cabo de Alimentação em Geometria Simétrica.....	49
<b>3.2.3</b>	<b>Circuito Elétrico Equivalente de Alta Frequência do Cabo de Alimentação .....</b>	<b>49</b>
3.3	CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE ALTA FREQUÊNCIA DA MAT.....	50
<b>3.3.1</b>	<b>Ensaio Para Encontrar os Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente de Alta Frequência da Máquina Elétrica Assíncrona Trifásica.....</b>	<b>50</b>

3.3.1.1	Cálculo dos Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente de Alta Frequência .....	51
3.4	METODOLOGIAS DE CÁLCULOS DOS VALORES DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS DA MÁQUINA ELÉTRICA ASSÍNCRONA TRIFÁSICA.....	54
<b>3.4.1</b>	<b>Capacitância Parasita entre os Enrolamentos do Estator e a Carcaça.....</b>	<b>54</b>
<b>3.4.2</b>	<b>Capacitância entre os Enrolamentos do Estator e o Rotor .....</b>	<b>56</b>
<b>3.4.3</b>	<b>Capacitância entre o Rotor e a Carcaça .....</b>	<b>57</b>
<b>3.4.4</b>	<b>Capacitância de Rolamento.....</b>	<b>59</b>
3.5	MÉTODOS DE ENSAIOS DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS .....	63
3.5.1.1	Método de Ensaio da Capacitância Parasita entre os Enrolamentos do Estator e a Carcaça.....	63
3.5.1.2	Método Ensaio da Capacitância Parasita entre os Enrolamentos do Estator e o Rotor.....	64
3.5.1.3	Método de Ensaio da Capacitância do Material Isolante.....	64
3.5.1.4	Método de Ensaio da Capacitância Parasita entre o Rotor e a Carcaça..	65
3.5.1.5	Método de Ensaio da Capacitância de Rolamento.....	65
3.6	CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO .....	65
<b>4</b>	<b>ANÁLISES EM UMA MAT DE MÉDIO PORTE .....</b>	<b>67</b>
4.1	TÉCNICAS DE ENSAIO EM ALTA FREQUÊNCIA .....	67
<b>4.1.1</b>	<b>Técnicas Empregadas para Medição da Tensão de Modo Comum ...</b>	<b>67</b>
<b>4.1.2</b>	<b>Técnicas Empregadas para Medições das Tensões Impostas no Eixo.....</b>	<b>68</b>
<b>4.1.3</b>	<b>Técnicas de Medição das Correntes de Rolamento .....</b>	<b>69</b>
<b>4.1.4</b>	<b>Técnica de Medição da Tensão Induzida no Eixo.....</b>	<b>70</b>
4.2	CABO DE ALIMENTAÇÃO 4X25 MM <sup>2</sup> .....	71
<b>4.2.1</b>	<b>Análise de Impedância do Cabo de Alimentação .....</b>	<b>72</b>

4.3	ENSAIOS DA MAT DE MÉDIO PORTE .....	74
<b>4.3.1</b>	<b>Análise de Impedância da MAT de Médio Porte .....</b>	<b>76</b>
4.3.1.1	Apresentação dos Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente de Alta Frequência da MAT de Médio Porte.....	78
<b>4.3.2</b>	<b>Apresentação das Formas de Onda de Tensões e Correntes .....</b>	<b>79</b>
4.3.2.1	Apresentação das Formas de Onda das Tensões de Modo Comum Medidas na MAT de Médio Porte .....	79
4.3.2.2	Medições das Tensões Impostas no Eixo na MAT de Médio Porte.....	84
4.3.2.3	Apresentação das Formas de onda das Correntes de Rolamento Medidas na MAT de Médio Porte .....	87
4.3.2.3.1	Influência da Isolação dos Mancais nas Amplitudes das Correntes de Rolamento .....	88
4.3.2.4	Apresentação da Forma de onda Medida da Tensão Induzida no Eixo na MAT Médio Porte .....	90
<b>4.3.3</b>	<b>Apresentação dos Valores das Capacitâncias Parasitas Medidas ....</b>	<b>91</b>
<b>4.3.4</b>	<b>Apresentação dos Valores Calculados das Capacitâncias Parasitas por Parâmetros de Projeto da MAT de Médio Porte .....</b>	<b>93</b>
<b>4.3.5</b>	<b>Comparações dos Valores das Capacitâncias Parasitas Típicas da MAT de Médio Porte .....</b>	<b>93</b>
<b>4.3.6</b>	<b>Apresentação dos Valores de <i>BVR</i> na MAT de Médio Porte .....</b>	<b>94</b>
<b>4.3.7</b>	<b>Comparações entre Resultados Simulados e Experimentais .....</b>	<b>96</b>
4.3.7.1	Comparações das Formas de Onda das Tensões de Modo Comum Simuladas e Experimentais .....	97
4.3.7.2	Comparações das Formas de onda das Tensões Impostas no Eixo Simuladas e Experimentais .....	98
4.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO .....	100
<b>5</b>	<b>ANÁLISE DE UMA MAT DE PEQUENO PORTE .....</b>	<b>101</b>
5.1	CABO DE ALIMENTAÇÃO 4X6 MM <sup>2</sup> .....	101
<b>5.1.1</b>	<b>Análise de Impedância do Cabo de Alimentação de 4x6 mm<sup>2</sup> .....</b>	<b>101</b>

5.2	ANÁLISE DE IMPEDÂNCIA NA MAT DE PEQUENO PORTE.....	104
5.3	APRESENTAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DA TENSÃO PARA A MAT DE PEQUENO PORTE .....	106
5.3.1	<b>Apresentação das Formas de Onda das Tensões de Modo Comum Medidas Para a MAT de Pequeno Porte .....</b>	<b>106</b>
5.3.2	<b>Apresentação das Formas de Onda das Tensões Impostas no Eixo Medidas na MAT de Pequeno Porte.....</b>	<b>110</b>
5.3.3	<b>Apresentação dos Valores das Capacitâncias Parasitas Medidas na MAT de Pequeno Porte .....</b>	<b>113</b>
5.3.4	<b>Comparação entre os Valores de Capacitâncias Calculadas por Parâmetros de projeto e os Medidos.....</b>	<b>114</b>
5.3.5	<b>Apresentação dos Valores de <i>BVR</i> na MAT de Pequeno Porte.....</b>	<b>115</b>
5.4	COMPARAÇÕES ENTRE RESULTADOS EXPERIMENTAIS E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA MAT DE PEQUENO PORTE .....	118
5.4.1.1	Comparações das Formas de Onda das Tensões de Modo Comum da MAT de Pequeno Porte .....	118
5.4.1.2	Comparações das Formas de ondas das Tensões Impostas no Eixo Utilizando as Capacitâncias Parasitas Calculadas da MAT de Pequeno Porte .....	120
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO .....	121
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>122</b>
6.1	PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS .....	123
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>125</b>
	<b>APÊNDICE A – Origem da Tensão de Modo Comum .....</b>	<b>128</b>
	<b>APÊNDICE B – Comportamento Indutivo da MAT .....</b>	<b>130</b>
	<b>APÊNDICE C – Sistema de Simulação.....</b>	<b>131</b>



## 1 INTRODUÇÃO

As Máquinas Assíncronas Trifásicas (doravante, "MAT"), possuem mancais de rolamentos que podem sofrer desgastes adicionais (além dos de origem mecânica, térmica ou provocados por degradação pelo ambiente) devido aos efeitos corrosivos provocados por correntes elétricas, com intensidades que dependem da potência, das características construtivas da MAT e como elas são acionadas. O presente trabalho trata de um estudo de fenômenos relacionados às correntes em mancais das MATs, tanto em condição de alimentação pela rede elétrica comercial ou por conversores de frequência.

### 1.1 POSICIONAMENTO DA QUESTÃO E MOTIVAÇÃO

Quando as MATs são acionadas na rede elétrica comercial, que possuem praticamente tensões simétricas e impedâncias internas iguais nas três fases, a diferença de potencial entre o ponto de neutro dos enrolamentos do estator da MAT e o referencial terra (doravante, "o referencial terra", ou "o potencial referencial do sistema", será denominado apenas por "terra") é praticamente nula. Entretanto, pode existir uma tensão não nula no eixo das MATs (Rüncos, 2018), de origem induzida por assimetrias dos circuitos magnéticos das MATs, ou também uma tensão no eixo de origem eletrostática (Rüncos, 2018) gerada pelo atrito entre o próprio eixo e o ar (principalmente quando são acionados ventiladores), acoplamento entre o eixo e polias e também acoplamentos entre eixos. Quando as MATs apresentarem tensões no eixo de origem eletrostática ou induzida, com amplitudes  $\geq 250 \text{ mV}$ , os mancais das MATs devem ser isolados para que sejam evitados os surgimentos das correntes de rolamento circulantes que fluem através das partes construtivas das MATs. Estas correntes apresentam uma frequência fundamental comercial e, não são foco de estudo no presente trabalho, apesar dos fenômenos relacionados as correntes de rolamento serem abordados.

Com o emprego de conversores de frequência nos acionamentos das MATs, a diferença de potencial entre o ponto de neutro dos enrolamentos do estator e a terra não é nula, apresentando amplitudes de patamares de níveis positivos e negativos em relação à terra, com frequência fundamental igual a frequência de comutação dos interruptores do conversor, conhecida como "tensão de modo comum". Os valores instantâneos das tensões de modo comum são funções das assimetrias inerentes do

processo de comutação dos interruptores estáticos (por exemplo, enquanto dois interruptores aplicam uma tensão de mesmo sinal do valor da tensão contínua do *link DC* - tensão contínua após a retificação da tensão de entrada do conversor de frequência - nos enrolamentos das MATs, o outro interruptor aplica o mesmo valor de tensão, porém, com sinal contrário) e das próprias não idealidades do processo de comutação dos interruptores. Este processo ocorre na frequência de comutação do conversor de frequência, excitando as capacitâncias parasitas em toda a geometria das MATs. Para este processo, as principais capacitâncias parasitas das MATs são entre os enrolamentos trifásicos do estator e a carcaça ( $C_{wf-total}$ ), os enrolamentos do estator e o rotor ( $C_{wr}$ ), o rotor e a carcaça ( $C_{rf}$ ) e os elementos girantes do rolamento dianteiro e traseiro ( $C_{b,DE}$ ) e ( $C_{b,NDE}$ ), respectivamente.

Sob o aspecto de fenômenos físicos associados à tensão de modo comum (Muetze, 2004), a tensão imposta no eixo aumenta o acúmulo de cargas elétricas sob o filme de graxa lubrificante do rolamento até que o valor da tensão limite de rigidez dielétrica do próprio filme seja ultrapassada, subitamente ocorrem descargas elétricas entre os elementos girantes do rolamento (compostos por esferas e pelas superfícies das pistas internas e externas), conhecidas como correntes de rolamento *EDM* (*Electric Discharge Machining* - Usinagem por Descarga Elétrica). As correntes de rolamento *EDM* são predominantes em MATs de pequeno porte, tal como 5,5 kW (Muetze, 2004).

Devido as alimentações desequilibradas fornecidas às MATs são produzidas as correntes de modo comum, que são responsáveis pela geração de dois tipos diferentes de correntes de rolamento. O primeiro tipo, é conhecida como correntes de rolamento circulantes originadas pelas correntes de modo comum que fluem através das capacitâncias parasitas entre os enrolamentos trifásicos do estator e a carcaça ( $C_{wf-total}$ ), excitando no raio médio da coroa do estator, um fluxo magnético circular variante no tempo, induzindo uma tensão no eixo em ambas as pontas do próprio eixo. Quando a amplitude da tensão induzida no eixo ultrapassar o valor limite de rigidez dielétrica do filme de graxa lubrificante, ocorrem as correntes de rolamento circulantes fluindo por um laço condutivo formado pelo rolamento traseiro, núcleo magnético do estator, eixo e rolamento dianteiro. As correntes de rolamento circulantes são predominantes em MATs de médio e grande porte, tal como 132 kW. O segundo tipo de correntes de rolamento causadas pelas correntes de modo comum, são conhecidas como correntes dos enrolamentos do estator à terra, que ocorrem devido

ao eixo apresentar um caminho de menor impedância à terra do que a própria carcaça, ou seja, a carcaça não está aterrada e força-se as correntes de modo comum fluírem pelas capacitâncias entre os enrolamentos trifásicos do estator e a carcaça ( $C_{wff-total}$ ) e indo à terra por ambos os rolamentos e eixos das MATs. As correntes dos enrolamentos do estator à terra são perigosas aos rolamentos e, podem ocorrer em todos os tamanhos das MATs. Todos os tipos de correntes de rolamentos estão sobrepostos às correntes de rolamento circulantes de frequência fundamental comercial.

Com a tensão de modo comum gerada inerentemente pelo conversor de frequência que excita o circuito elétrico composto pelas capacitâncias parasitas (vide Figura 4). O arranjo e valores das capacitâncias parasitas típicas da MAT fazem com que a forma de onda da tensão de modo comum seja refletida entre os pontos do eixo e da carcaça aterrada. Conhecendo os valores das capacitâncias parasitas, estima-se a porcentagem da tensão de modo comum aplicada ao eixo. Neste contexto, baseando-se em trabalhos publicados na literatura, esta dissertação propõe uma maneira de estimar as amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo (vide Figura 5) utilizando capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto das MATs. Através de modelos de alta frequência pode-se simular as formas de onda das tensões de modo comum e das tensões impostas no eixo.

A motivação principal para o desenvolvimento deste trabalho é a possibilidade de estudar os fenômenos de alta frequência que ocorrem nas MATs relacionados aos fatores que contribuem para os surgimentos das correntes em mancais de rolamentos.

## 1.2 TRABALHOS REALIZADOS NO GRUPO DE PESQUISA

No grupo de pesquisa GRUCAD, encontra-se uma série de trabalhos na linha de pesquisa relacionados aos modelos elétricos de alta frequência para as MATs. São destacados os seguintes trabalhos de dissertações e de tese em linha cronológica:

- Mello (2004) – “Análise e previsão dos pulsos de tensão nos terminais dos motores de indução alimentados por inversores de frequência”;
- Januário (2007) – “Modelagem de transformadores em função da frequência”;

- Januário (2015) – “Contribuição à modelagem de transformadores operando em condições nominais submetidos a surtos”;
- Oliveira (2018) – “Estudo de modelos para altas frequências de motores de indução trifásicos”.

### 1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO DE DISSERTAÇÃO

O objetivo principal e geral deste trabalho é desenvolver uma metodologia para estimar as amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo das MATs acionadas por conversores de frequência, utilizando valores de capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto das MATs. Para a validação da metodologia proposta e para a análise realizada nos fenômenos de alta frequência, utilizam-se duas MATs de 5,5 kW e de 132 kW. Também, demonstram-se os modelos empregados em simulação para o conversor de frequência, para o cabo de alimentação e para a MAT. No final, são realizadas comparações entre resultados experimentais e de simulação.

#### 1.3.1 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos são:

1. Elaborar uma revisão bibliográfica abordando os fenômenos que influenciam nos surgimentos das correntes em mancais em MATs quando acionadas diretamente na rede elétrica e também através de conversores de frequência;
2. Definir os modelos dos circuitos elétricos equivalentes de alta frequência do conversor de frequência, do cabo de alimentação e da MAT para a simulação numérica dos fenômenos de alta frequência;
3. Detalhar os métodos de obtenção dos valores dos parâmetros dos circuitos elétricos equivalentes de alta frequência para cabo de alimentação e para a MAT, que são empregados em simulações numéricas de fenômenos de alta frequência;
4. Apresentar uma metodologia, baseada na referência (Muetze, 2004) e, calcular os valores das capacitâncias parasitas através de parâmetros

- de projeto da MAT, para fornecer uma estimativa de tensão imposta no eixo quando a própria MAT é acionada por conversor de frequência;
5. Comparar os resultados de cálculo e de simulação com os resultados experimentais e, efetuar a validação dos modelos numéricos propostos comparando-os com resultados experimentais.

#### 1.4 CONTRIBUIÇÕES

Este trabalho de dissertação tem as seguintes contribuições para o estudo de fenômenos que geram correntes em mancais nas MATs acionadas por conversores de frequência:

- Estudo bibliográfico sobre os fenômenos causadores de correntes em mancais de rolamento das MATs;
- Metodologia para identificação dos parâmetros dos circuitos elétricos equivalentes de alta frequência do cabo de alimentação (Skibinski et al., 2006) e da MAT (Boglietti et al., 1999);
- Comparação entre valores calculados e valores medidos das capacitâncias parasitas;
- Análises comparativas dos resultados experimentais com os resultados de simulação dos fenômenos de alta frequência que ocorrem nas MATs sob aspectos de tensões de modo comum e de tensões impostas no eixo.

#### 1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está organizado em seis capítulos, sendo que após este capítulo, encontra-se a Revisão Bibliográfica e o Estado da Arte, onde são abordadas as causas das tensões no eixo das MATs e das correntes de rolamento clássicas quando as MATs são acionadas diretamente na rede elétrica comercial. Ainda neste capítulo, abordam-se as causas das tensões impostas e induzidas no eixo e também das correntes de rolamento relacionadas aos fenômenos que ocorrem nas MATs, quando as próprias MATs são acionadas através de conversores de frequência, foco deste trabalho. No capítulo 3, apresentam-se os modelos dos circuitos elétricos equivalentes de alta frequência para o conversor de frequência, para o cabo de alimentação e para

a MAT, os quais são utilizados em simulações numéricas. Também, são apresentados os ensaios para que sejam encontrados os valores dos parâmetros que compõem os circuitos elétricos equivalentes de alta frequência i) do cabo de alimentação e ii) da MAT, através de diversas configurações de ensaio, onde mede-se a impedância em função da frequência. No capítulo 4 apresentam-se os resultados experimentais e suas comparações com resultados de simulação para a MAT de 132 kW. No capítulo 5 apresentam-se os resultados experimentais e suas comparações com resultados de simulação para a MAT de 5,5 kW. O capítulo 6 trata das conclusões e das propostas de trabalhos futuros.

## **2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E ESTADO DA ARTE**

Neste capítulo são apresentadas as principais referências que contribuíram para o desenvolvimento teórico dos fenômenos que causam as correntes elétricas em mancais de MATs acionadas diretamente na rede elétrica comercial e também por conversores de frequência, respectivamente nos itens 2.1 e 2.2. Neste trabalho os modelos de alta frequência e os métodos de ensaios empregados para que sejam encontrados os valores dos parâmetros dos circuitos elétricos equivalentes de alta frequência para o conversor de frequência, para o cabo de alimentação e para a MAT tenham sido obtidos na literatura e, serão tratados no capítulo 3.

### **2.1 ESTUDO DAS CORRENTES DE ROLAMENTO CLÁSSICAS**

Aborda-se nesta seção as causas das tensões no eixo de origem induzida e eletrostática, que provocam as correntes de rolamento clássicas conhecidas como correntes de rolamento circulantes de frequência fundamental comercial.

#### **2.1.1 Tensão no Eixo Devido à Eletrostática**

A tensão no eixo de origem eletrostática origina-se através das condições de instalação e de ambiente em que as MATs operam, tais como baixa umidade do ambiente, acoplamento entre polias e eixo, ou contato do eixo com o ar quando trata-se de MATs de alta rotação (Rüncos, 2018). As MATs de médio e grande porte podem apresentar uma tensão no eixo de aproximadamente 250 *mV* (Rüncos, 2018), para que sejam evitados os possíveis acúmulos de cargas eletrostáticas sob o filme de graxa lubrificante, os mancais das MATs devem ser isolados ou devem ser utilizadas outras técnicas. As técnicas que podem ser empregadas para que sejam evitados os acúmulos de cargas eletrostáticas no filme de graxa, é curto-circuitar o eixo à carcaça aterrada, garantindo assim o aterramento do eixo. Esta conexão de curto-circuito permite ser realizada com dispositivos específicos, tais como escova de carbono ou metal grafite e anéis de aterramento construídas por fibra de carbono.

#### **2.1.2 Tensão no Eixo Devido à Assimetria**

Uma tensão elétrica pode ser induzida no eixo devido a uma série de fatores que causam assimetrias no circuito magnético das MATs, tais como (Rüncos, 2018):

- Anisotropia com relação à permeabilidade do material magnético que constitui o circuito magnético;
- Entreferro excêntrico (Desalinhamento axial do rotor em relação ao estator);
- Assimetrias geométricas no circuito magnético (furos, canais de chavetas, principalmente na coroa de chapas do estator);
- Saturação assimétrica do circuito magnético.

Em (Rüncos, 2018), há uma explicação para a origem da tensão induzida no eixo baseada na lei de Ampère, que resulta na Equação (2.1). Nesta equação, o termo  $(vb)$  representa a ordem de pares de polos da onda de indução  $(b_{xxx(vb)})$ , o termo “XXX” é a natureza da onda de permeância que deu origem à onda de indução no entreferro), a grandeza  $(J_{Lv_j})$  é a amplitude da onda de densidade linear de corrente, o termo  $(R_{mc1})$  é o raio médio da coroa do estator e o termo  $(S_{mc1})$  é a superfície delimitada pela linha de integração que passa pelo raio médio da coroa do estator.

$$\int_0^{2\pi} \frac{b_{xxx(vb)}(\rho_1, \varphi_1, z_1, t)}{\mu(\rho_1, \varphi_1, z_1)} (R_{mc1} d\varphi_1) = \iint_{S_{mc1}} J_{Lv_j}(\rho_1, \varphi_1, z_1, t) dS_{mc1} \quad (2.1)$$

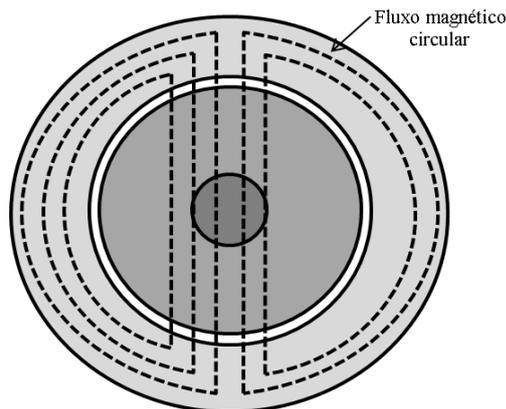
Considera-se um circuito magnético simétrico e isotrópico, ou seja, sem apresentar nenhum dos fatores de assimetrias mencionados anteriormente, por exemplo, a permeabilidade magnética dos núcleos magnéticos é homogênea. Assim, o gradiente da permeabilidade  $(\nabla\mu(\rho_1, \varphi_1, z_1))$  é nulo (Rüncos, 2018), dada pela Equação (2.2).

$$\nabla\mu(\rho_1, \varphi_1, z_1) = 0 \quad (2.2)$$

Na MAT equilibrada, o somatório das densidades de correntes que cortam o plano radial da MAT é nulo. Assim, o membro do lado direito da Equação (2.1) também é nulo, e pela lei de Ampère, o campo também é nulo. Então,  $(b_{xxx(vb)})$  será nulo também.

Considerando-se que existem assimetrias no circuito magnético, a distribuição do fluxo magnético não é simétrica, conforme representado na Figura 1. O termo do lado direito da Equação (2.1) continua sendo nulo. Então, para que a lei de circulação de campo magnético continue válida, necessita-se considerar uma densidade de corrente adicional ( $J_{Eixo_{vb}}$ ) no termo direito da Equação (2.1). ( $J_{Eixo_{vb}}$ ) representa a densidade do eixo da MAT, que está relacionada com uma tensão induzida no eixo. Assim, reescreve-se a Equação (2.1) para um circuito magnético assimétrico através da Equação (2.3), onde ( $b_{coroa1vb}(\rho_1, \varphi_1, z_1)$ ) representa a indução da harmônica de ordem ( $vb$ ) que circula no raio médio da coroa do estator, sendo responsável pela tensão induzida no eixo e, o termo ( $dS_{Eixo}$ ) representa a seção transversal do eixo da MAT na região aonde o pacote de chapas está posicionado (Rüncos, 2018).

Figura 1 – Fluxo magnético circular desbalanceado.



Fonte: Modificado de (GAMBICA/REMA, 2002).

$$\int_0^{2\pi} \frac{b_{coroa1vb}(\rho_1, \varphi_1, z_1, t)}{\mu(\rho_1, \varphi_1, z_1)} (R_{mc1} d\varphi_1) = \iint_{S_{eixo}} J_{Eixo_{vb}}(\rho_1, \varphi_1, z_1, t) dS_{Eixo} \quad (2.3)$$

#### 2.1.2.1 Fluxo Homopolar

Devido a assimetria do circuito magnético pode-se originar um fluxo magnético adicional, conhecido como fluxo homopolar, causado pelo entreferro excêntrico ou desalinhado. O caminho do fluxo homopolar se constitui pelo entreferro, passando pelo eixo e finalizando seu caminho através dos rolamentos e tampas (Rüncos, 2018). Com o movimento do rotor, geram-se tensões induzidas adicionais

no eixo e nos elementos girantes dos mancais de pequena amplitude, que podem ser desprezadas. As tensões e as correntes induzidas pelo fluxo homopolar não podem ser medidas, por serem induzidas nos elementos em movimento do rolamento. A referência (Rüncos, 2018) cita que o fluxo homopolar é notado em MATs de grande porte. Entretanto, para minimizar o fluxo homopolar, instalam-se longarinas no pacote de chapas do estator, conseqüentemente, aumenta-se a relutância magnética para o fluxo homopolar.

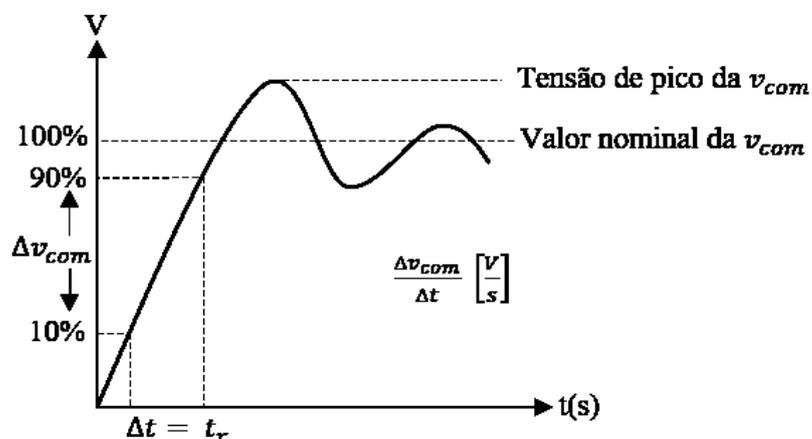
## 2.2 ESTUDO DAS CORRENTES DE ROLAMENTO EM REGIME PWM

São abordados nesta seção os fenômenos que provocam as correntes de rolamento em MATs quando acionadas através de conversores de frequência. Explicam-se sucintamente as origens e consequências de tais fenômenos que ocorrem durante a operação das MATs.

### 2.2.1 Tensão de Modo Comum

Nos acionamentos das MATs com a utilização dos conversores de frequência, os interruptores dos conversores operam sob a frequência de comutação imposta e, somente duas fases são comutadas, fornecendo às MATs alimentações instantâneas desequilibradas (Rüncos, 2018). Portanto, a diferença de potencial entre o ponto de neutro dos enrolamentos do estator e a carcaça aterrada não é nula e, é conhecida como tensão de modo comum. Na forma de onda da tensão de modo comum surgem patamares de formas trapezoidais devidos aos pequenos tempos de subida e descida dos interruptores de comutação dos conversores de frequência (Rüncos, 2018). Os patamares da forma de onda da tensão de modo comum devem-se as tensões de fase aplicadas pelo conversor aos terminais da MAT (Rüncos, 2018). Apresenta-se no APENDICE A as tensões de fase A, B e C e a tensão de modo comum. A Figura 2 representa uma alteração típica da amplitude de patamar na forma de onda da tensão de modo comum, utilizada para se determinar a taxa de variação temporal da tensão de modo comum ( $\Delta v_{com}/\Delta t$ ).

Figura 2 – Representação da variação típica de um patamar  $\Delta v_{com}/\Delta t$ .



Fonte: Modificado de (Mello, 2004).

O cálculo da taxa de variação temporal da tensão de modo comum ( $\Delta v_{com}/\Delta t$ ) é realizado por meio da Equação (2.4).

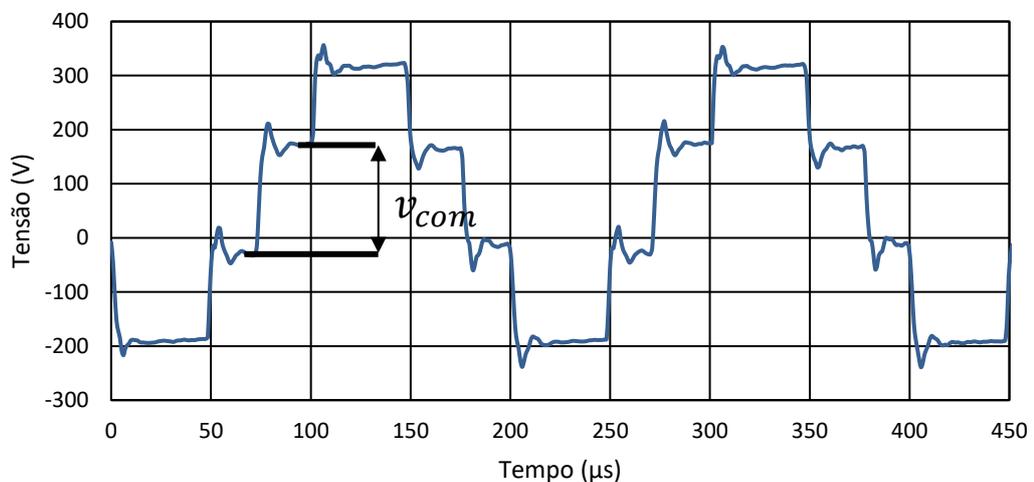
$$\frac{\Delta v_{com}}{\Delta t} = \frac{0,8v_{com}}{t_r} \quad (2.4)$$

As amplitudes dos patamares da forma de onda da tensão de modo comum podem ser calculadas pela soma aritmética das tensões de fase em relação à terra (Muetze, 2004), conforme apresenta a Equação (2.5), onde ( $v_{AG}$ ), ( $v_{BG}$ ) e ( $v_{CG}$ ) são as tensões de fase aplicadas nos terminais da MAT em relação à carcaça aterrada.

$$v_{com} = \frac{(v_{AG} + v_{BG} + v_{CG})}{3} \quad (2.5)$$

Na MAT ligada em estrela, a forma de onda da tensão de modo comum pode ser medida entre o ponto de neutro dos enrolamentos do estator e a carcaça aterrada. Quando muda-se a ligação da MAT para delta, necessita-se construir um ponto de neutro virtual nos enrolamentos do estator, utilizando resistores na faixa de M $\Omega$ . A Figura 3 apresenta uma forma de onda típica da tensão de modo comum e a amplitude de patamar ( $v_{com}$ ).

Figura 3 – Forma de onda da tensão de modo comum.



Fonte: O autor.



### 2.2.2.1 Relação de Tensão de Rolamento (*BVR*)

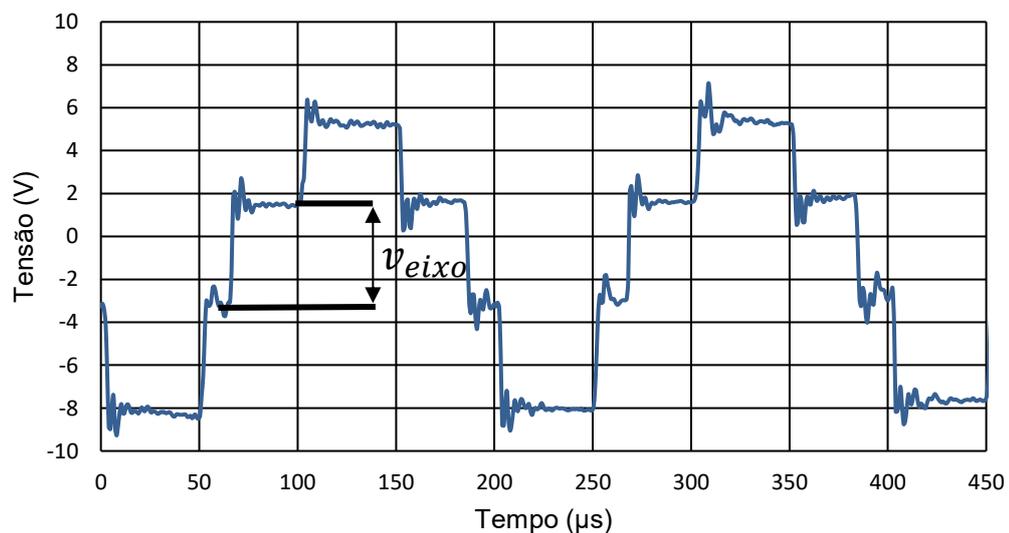
A relação de tensão de rolamento *BVR* (*bearing voltage ratio*), Equação (2.6), serve para estimar por cálculo as amplitudes dos patamares da tensão imposta no eixo ( $v_{eixo}$ ) (vide Figura 5). Normalmente, os valores das amplitudes dos patamares da tensão imposta no eixo ( $v_{eixo}$ ) encontram-se entre 2 a 10 % das amplitudes dos patamares da tensão de modo comum ( $v_{com}$ ) (Muetze, 2004).

$$BVR = \frac{v_{eixo}}{v_{com}} = \frac{C_{wr}}{C_{wr} + C_{rf} + C_{b,DE} + C_{b,NDE}} \quad (2.6)$$

### 2.2.3 Tensão Imposta no Eixo

A tensão imposta no eixo é gerada através da aplicação da tensão de modo comum sob as capacitâncias parasitas da MAT, conforme já mencionado. A forma de onda da tensão imposta no eixo apresenta a mesma forma de onda da tensão de modo comum, porém, com amplitudes de patamares ( $v_{eixo}$ ) menores. A Figura 5 mostra a forma de onda da tensão imposta no eixo da MAT.

Figura 5 – Forma de onda da tensão imposta no eixo.



Fonte: O autor.

### 2.2.4 Correntes de Modo Comum

As correntes de modo comum são provocadas pela modulação *PWM* que provocam bruscas variações de tensões, que são aplicadas nos terminais de

alimentação das MATs ( $\Delta v_{LG}/\Delta t$ ), portanto, as correntes de modo comum possuem frequências na faixa de kHz e, entram nas MATs através enrolamentos do estator fluindo pelas capacitâncias ( $C_{wf-total}$ ), passando pelo núcleo magnético do estator e indo à terra pelos terminais de aterramento da carcaça (Muetze, 2004). Pode-se calcular as amplitudes das correntes de modo comum através da Equação (2.7). Onde,  $\left(\frac{\Delta v_{LG}}{\Delta t}\right)$  representa as bruscas variações das tensões de fase aplicadas aos terminais de alimentação da MAT.

$$i_{com}(t) = C_{wf-total} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta v_{LG}}{\Delta t} \quad (2.7)$$

### 2.2.5 Correntes de Rolamento em Máquinas Elétricas Assíncronas Trifásicas

Baseado em informações da literatura, esta seção trata dos tipos de correntes de rolamento e suas causas em acionamentos de MATs alimentadas por conversores de frequência. Neste estudo, consideram-se que as carcaças das MATs são aterradas e os mancais curto-circuitados com a própria carcaça e, analisa-se preferencialmente esta situação, quando as carcaças não apresentarem uma conexão à terra, será mencionado.

#### 2.2.5.1 Correntes de Rolamento Capacitivas

Devido as taxas de variações temporais encontradas entre os patamares na forma de onda tensão imposta no eixo ( $\Delta v_{eixo}/\Delta t$ ), geram-se as correntes de rolamento capacitivas ( $i_{b,cap}$ ) que possuem amplitudes entre 5 a 10 mA quando a MAT está operando sem carga e, podem alcançar valores de até 200 mA quando há carga, portanto, não oferecem riscos de danos aos rolamentos. As amplitudes das correntes de rolamento capacitivas podem ser calculadas através da Equação (2.8). Onde, ( $C_{b,DE/NDE}$ ) representam as capacitâncias dos rolamentos na ponta dianteira e traseira do eixo (Muetze, 2004).

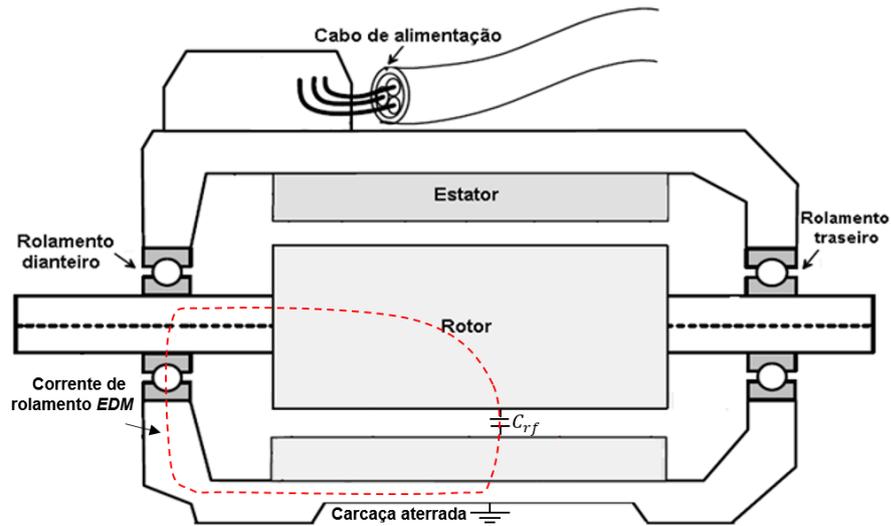
$$i_{b,cap}(t) = C_{b,DE/NDE} \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta v_{eixo}}{\Delta t} \quad (2.8)$$

### 2.2.5.2 Correntes de Rolamento *EDM*

As correntes de rolamento *EDM* surgem através dos mecanismos de descargas elétricas provocadas pelas capacitâncias parasitas do rotor para a carcaça ( $C_{rf}$ ), do rolamento traseiro ( $C_{b,NDE}$ ) e do rolamento dianteiro ( $C_{b,DE}$ ) (vide Figura 4). Galvanicamente, o eixo da MAT não possui um caminho de baixa impedância para a terra (Niskanen, 2014). Quando a amplitude do patamar máximo na forma de onda da tensão imposta no eixo excede o valor da tensão limite do filme de graxa lubrificante (entre 5 a 30 V, conforme (Muetze, 2004)), por causa do acúmulo de cargas elétricas entre as esferas e as pistas internas e externas do próprio rolamento, o filme de graxa lubrificante assume um comportamento de elemento resistivo ( $R_b$ ), com valores típicos entre 5 a 20  $\Omega$  (Muetze, 2004), subitamente ocorrem descargas elétricas, conhecidas como correntes de rolamento *EDM*, que podem atingir amplitudes entre 0,5 a 3 A, com pulsos que possuem espectros de frequências na faixa de MHz (Muetze, 2004). Exemplifica-se para o rolamento dianteiro, caso o mesmo tenha o valor da tensão limite do filme de graxa lubrificante ultrapassada pela amplitude de patamar máximo da forma de onda na tensão imposta no eixo, as energias armazenadas nas capacitâncias parasitas do rotor para a carcaça ( $C_{rf}$ ) e dos rolamentos traseiro ( $C_{b,NDE}$ ) e dianteiro ( $C_{b,DE}$ ) (energia elétrica armazenada no eixo) são descarregadas sobre os elementos girantes do rolamento dianteiro, passando através do filme de graxa lubrificante. Isto também pode ocorrer para o rolamento traseiro da MAT.

A referência (Muetze, 2004) considera em suas análises que os valores das capacitâncias dos rolamentos dianteiro e traseiro são iguais. Porém, este presente trabalho trata dos valores das capacitâncias ( $C_{b,DE}$ ) e ( $C_{b,NDE}$ ) de maneira distinta, pois os tamanhos dos dois rolamentos de MATs comerciais também são normalmente desiguais, sendo que o rolamento dianteiro é normalmente maior do que o traseiro, pois a carga geralmente é acoplada no dianteiro. Esta é uma contribuição deste trabalho em relação ao que se encontra na literatura. Na Figura 6, está representado o caminho preferencial das correntes de rolamento *EDM* que ocorrem nas MATs de pequeno porte.

Figura 6 – Caminho da corrente de rolamento EDM.



Fonte: Modificado de (Niskanen, 2014).

### 2.2.5.3 Correntes de Rolamento Circulantes

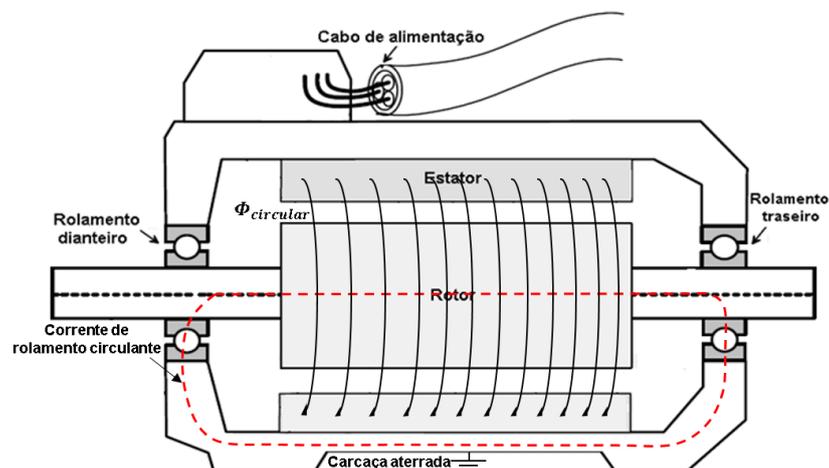
Em (Muetze, 2004) encontra-se uma explicação para o surgimento do fluxo magnético circular gerado no raio médio da coroa do estator, na direção azimutal, pela lei de Ampère resultando na Equação (2.8). O termo do lado direito da Equação (2.8) não pode ser nulo, devido as densidades superficiais das correntes dos enrolamentos do estator  $J(\rho_1, 0, z_1)$  não ser nula devido as alimentações desequilibradas fornecidas às MATs que apresentam componentes nas direções radiais e axiais (Muetze, 2004). Ainda na Equação (2.8),  $H(0, \varphi_1, 0)$  é o campo magnético na direção azimutal na coroa do estator,  $(S_{nf})$  é a superfície entre o núcleo do estator e carcaça em que a densidade das correntes do estator fluem.

$$\int_0^{2\pi} H(0, \varphi_1, 0, t)(R_{mc1} d\varphi_1) = \iint_{S_{nf}} J(\rho_1, 0, z_1, t) dS_{nf} \quad (2.8)$$

Conforme (Muetze, 2004) a variação deste fluxo magnético circular no tempo, pode induzir uma tensão entre o eixo e a carcaça aterrada. Quando a amplitude desta tensão induzida no eixo superar o valor da tensão limite de rigidez dielétrica do filme de graxa lubrificante de ambos os rolamentos, ocorrem as correntes de rolamento circulantes que fluem através do núcleo magnético do estator, do rolamento dianteiro,

do eixo e do rolamento traseiro (Muetze, 2004). Devido às correntes de modo comum e às correntes de rolamento circulantes compartilharem o mesmo caminho de circulação através do núcleo magnético do estator, ambas as correntes apresentam a mesma forma de onda, porém, com amplitudes diferentes. As correntes de rolamento circulantes são predominantes em MATs de médio e grande porte, tal como 132 kW. Dependendo dos tamanhos das MATs, as correntes de rolamento circulantes apresentam amplitudes de pico a pico entre 0,5 a 20 A. A Figura 7 representa o caminho das correntes de rolamento circulantes nas MATs (Muetze, 2004).

Figura 7 – Caminho da corrente de rolamento circulante.



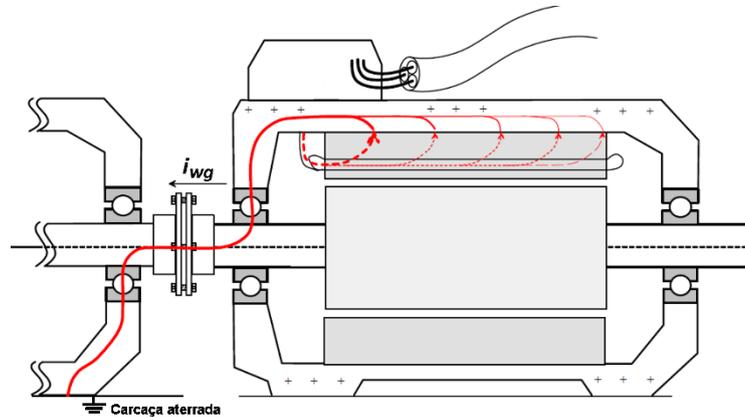
Fonte: Modificado de (Niskanen, 2014).

#### 2.2.5.4 Correntes dos enrolamentos do estator à terra

Quando o eixo da MAT apresenta um caminho de menor impedância à terra do que pela carcaça, ou seja, a carcaça não está aterrada adequadamente para as altas frequências, há circulação de correntes dos enrolamentos do estator à terra ( $i_{wg}$ ), ou seja, são as próprias correntes de modo comum que fluem pelas capacitâncias dos enrolamentos trifásicos do estator para a carcaça ( $C_{wf-total}$ ), pelas capacitâncias dos rolamentos ( $C_{b,DE}$ ), ( $C_{b,NDE}$ ) e indo à terra através eixo aterrado. Quando há duas MATs conectadas por um acoplamento condutivo de baixa impedância, as correntes ( $i_{wg}$ ) fluem através dos rolamentos da MAT atravessando o acoplamento condutivo e indo à terra através dos rolamentos e da carcaça da carga. As correntes ( $i_{wg}$ ) são especialmente perigosas e podem destruir ambos os rolamentos em um curto tempo de operação (Muetze, 2004), porém, (a referência não especifica a ordem de

grandeza da vida útil do rolamento nesta condição). A Figura 8 representa o caminho das correntes ( $i_{wg}$ ) quando as duas MATs estão acopladas.

Figura 8 – Caminho dos enrolamentos do estator à terra com carga.



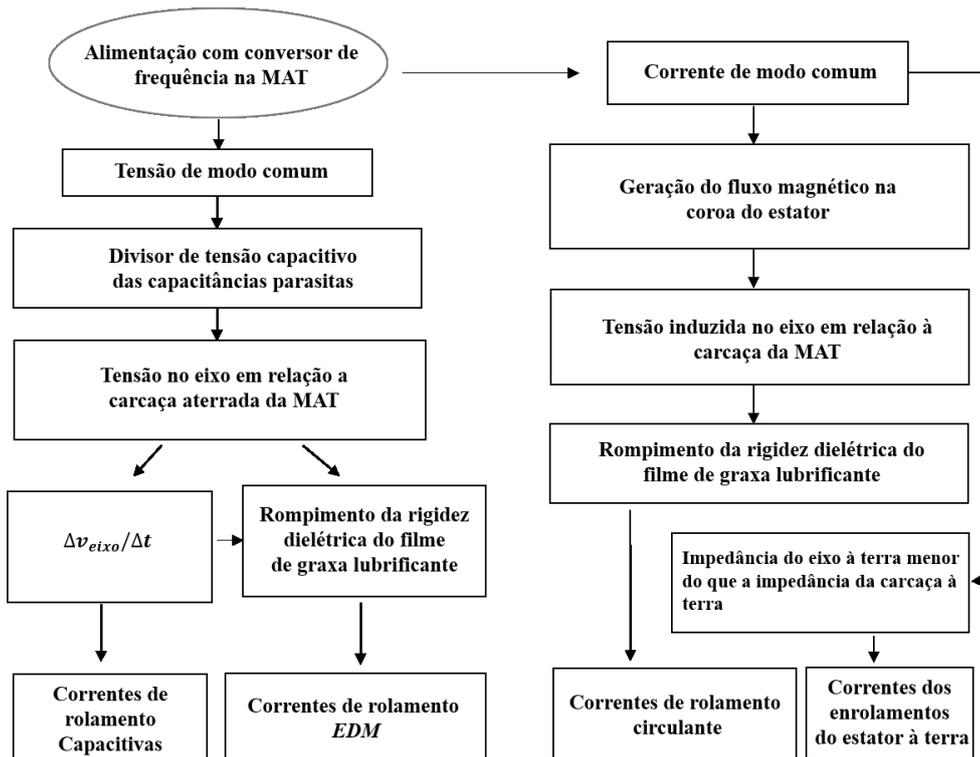
Fonte: Modificado de (Niskanen, 2014).

#### 2.2.5.5 Sumário sobre Correntes em Mancais

As correntes de rolamento são influenciadas através dos fenômenos que ocorrem nas MATs e são classificadas como, capacitivas, *EDM*, circulantes e dos enrolamentos do estator à terra, como já mencionado. A Figura 9 apresenta um diagrama de blocos que levam em conta a natureza dos fenômenos, os tipos de correntes e como elas se dividem. a) Lado direito do diagrama de blocos: quando as MATs são alimentadas por conversores de frequência, que geram as correntes de modo comum causadas pelas componentes de alta frequência devido à modulação *PWM*, sabe-se que as frequências de comutações dos interruptores dos conversores de frequência comerciais não influenciam nas correntes de modo comum. Estas correntes pulsadas fluem através das capacitâncias parasitas dos enrolamentos trifásicos do estator para as carcaças ( $C_{wf-total}$ ) que se encontram aterradas, provocando um fluxo magnético na direção azimutal (preferencialmente) na coroa do estator e, induzindo uma tensão no eixo. Se o valor da amplitude da tensão induzida superar o valor da tensão limite do filme de graxa lubrificante em ambos os rolamentos, ocorrem as correntes de rolamento circulantes, também pulsantes. Na Figura 9 comenta-se também a situação destas correntes de modo comum fluírem pelo eixo aterrado quando a carcaça não se encontra aterrada adequadamente para as altas frequências. b) Lado esquerdo do diagrama de blocos: paralelamente à tudo

que ocorre em a), atua-se uma tensão, chamada de tensão de modo comum, que pode ser medida entre no ponto de neutro dos enrolamentos do estator em relação a carcaça aterrada. Assim, as capacitâncias parasitas que estão formadas entre as partes construtivas das MATs, cujas origens e comportamentos já foram mencionadas no item 2.2.2, originando a tensão imposta no eixo. Devido à bruscas variações de tensão ( $\Delta v_{eixo}/\Delta t$ ) provocadas pela modulação *PWM* que podem ser observadas nas formas de onda da tensão imposta no eixo, geram-se as correntes de rolamento capacitivas. Ao mesmo tempo que isto ocorre, a amplitude do patamar máximo da tensão imposta no eixo pode superar o valor da tensão limite do filme de graxa lubrificante que provocam os surgimentos das correntes de rolamento *EDM* entre os elementos em girantes do rolamento da MAT.

Figura 9 – Diagrama de blocos das correntes de rolamento na MAT.



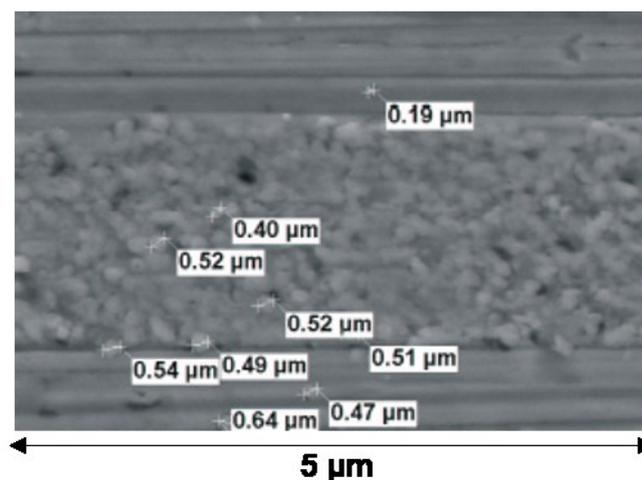
Fonte: Modificado de (Muetze, 2004).

Nas MATs de pequeno porte, tal como 5,5 kW, as correntes de rolamento capacitivas e *EDM* são predominantes. Porém, nas MATs com potências  $\geq 100$  kW, predominam as correntes de rolamento circulantes e, as correntes dos enrolamentos do estator à terra podem ocorrer em todas as faixas de potência das MATs.

### 2.2.6 Danos Causados pelas Correntes de Rolamento

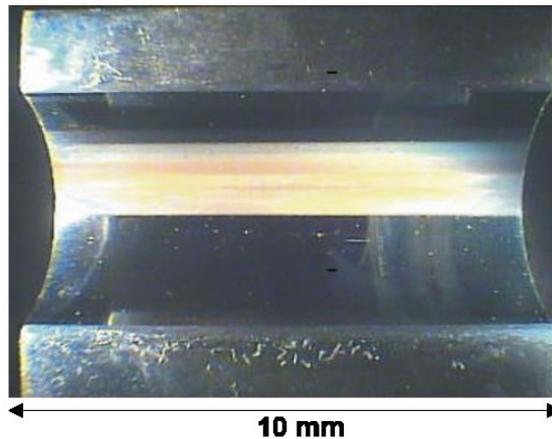
Para que sejam compreendidos os danos causados pelas correntes de rolamento, considera-se um rolamento que ainda não foi utilizado, ou seja, novo. Com o início da operação da MAT podem começar a ocorrerem os danos causados pelas correntes de rolamento (Muetze, 2004). Observam-se os surgimentos de crateras nas superfícies das pistas internas e externas, apresentando um diâmetro médio de 0,5  $\mu\text{m}$  e, apenas podem ser observadas através da utilização de um microscópio óptico, com ampliações de no mínimo 200 a 400 vezes (Muetze, 2004). Este tipo de dano é classificado como *pitting* (perfuração). Um rolamento 6209 foi utilizado em (Muetze, 2004), com mais de 200 h de operação, para analisar o dano *pitting*. A Figura 10 mostra uma imagem obtida de um microscópio óptico com danos na superfície da pista deste rolamento.

Figura 10 – *Pitting* causado em um rolamento 6209.



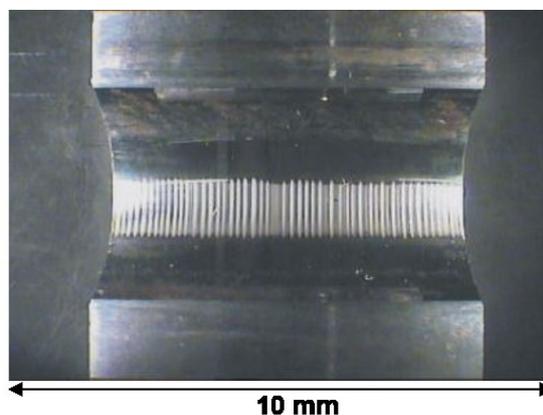
Fonte: Modificado de (Muetze, 2004).

Em (Muetze, 2004), após 1000 h de operação da MAT o dano *pitting* pode sofrer um agravamento através das passagens das correntes de rolamento entre as esferas e as superfícies das pistas, tornando-se um dano chamado como *frosting* (cobertura) por (Marinov P., 2005) que apresenta uma forma de um traço refletivo na superfície da pista de rolamento. No entanto, dependendo da severidade da aplicação este dano pode ocorrer em um tempo menor, como por exemplo em 15 h de operação. Na Figura 11 tem-se uma foto da superfície interna de um rolamento 6309 após 1275 h de operação, onde nota-se o efeito danoso *frosting* (Muetze, 2004).

Figura 11 – *Frosting* causado em um rolamento 6309.

Fonte: Modificado de (Muetze, 2004).

Apesar do dano *frosting* podendo ocorrer após 1000 h de operação da MAT, há outro possível dano diferente que pode aparecer. Frequentemente, as crateras formadas através do dano *pitting* que não são idealmente achatadas e, formam-se pequenas elevações nas superfícies das pistas de rolamento, onde as esferas do rolamento são forçadas a pularem sobre essas elevações formadas através das crateras (Muetze, 2004). A referência (Marinov P., 2005) denomina este tipo de dano como *fluting* (estriamento), afetando as superfícies das pistas do rolamento e, as esferas ficam com aspecto fosco. A Figura 12 apresenta uma foto da superfície interna de um rolamento 6309 após 1275 h de operação, no entanto, o dano *fluting* também pode ocorrer em um tempo menor de operação. Este efeito de deterioração do rolamento pode gerar vibração no eixo da MAT (Marinov P., 2005).

Figura 12 – *Fluting* causado em um rolamento 6309.

Fonte: Modificado de (Muetze, 2004).

### 2.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO DA FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo foram abordadas as origens das correntes de rolamentos clássicas que possuem duas fontes causadoras, que são as tensões no eixo de origem eletrostática e induzida quando as MATs são acionadas diretamente na rede elétrica comercial e, quando as MATs apresentam tensões no eixo com amplitudes  $\geq 250$  mV, os mancais devem ser isolados ou devem ser utilizadas técnicas para que sejam evitados os acúmulos de cargas elétricas sob o filme de graxa lubrificante, assim reduzindo os efeitos danosos das correntes aos rolamentos.

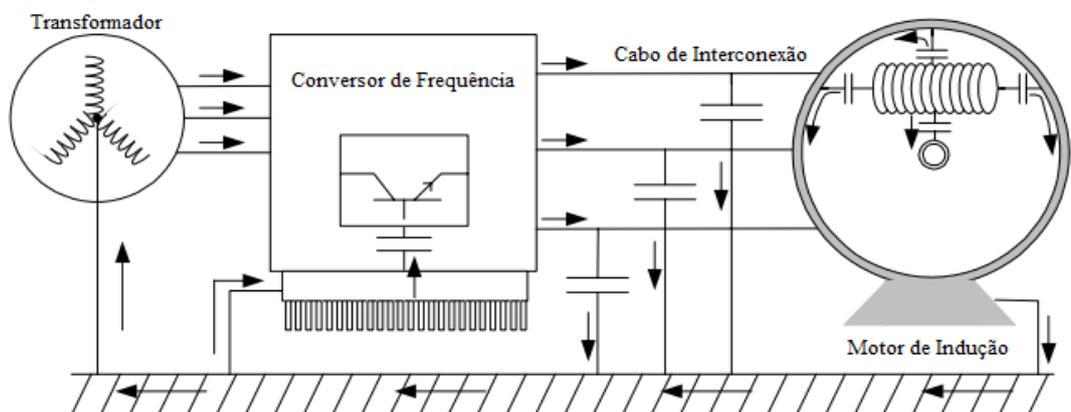
Em relação à utilização dos conversores de frequência nos acionamentos das MATs, foram tratadas dos fenômenos, como tensão de modo comum e tensão imposta no eixo, cuja ambas as tensões apresentam uma frequência fundamental igual a frequência de comutação utilizada nos interruptores dos conversores de frequência e, são responsáveis por originarem as correntes de rolamento capacitivas e *EDM*, que predominam em MATs de pequeno porte. Ainda sob o aspecto da utilização dos conversores de frequência, apresentou-se a origem das correntes de modo comum que são responsáveis pelos surgimentos das correntes de rolamento circulantes e correntes dos enrolamentos do estator à terra, predominantes em MATs com potência igual ou maior à 100 kW. Apresentou-se também, os danos causados nos rolamentos.

O próximo capítulo tratará dos circuitos elétricos equivalentes de alta frequência dos elementos típicos que compõem os acionamentos das MATs alimentadas por conversores de frequência. Abordam-se também as maneiras de determinação dos valores dos parâmetros destes circuitos elétricos equivalentes de alta frequência.

### 3 CIRCUITOS ELÉTRICOS DE ALTA FREQUÊNCIA

Neste capítulo, são apresentados os circuitos elétricos equivalentes de alta frequência para o conversor de frequência, para o cabo de alimentação e para MAT, e também os procedimentos para que sejam encontrados os valores dos parâmetros. O sistema de acionamento empregado em simulações e na parte experimental do trabalho está esquematicamente representado na Figura 13, o qual considera as possíveis circulações de correntes parasitas de modo comum, ou seja, de fase à terra.

Figura 13 – Sistema de acionamento.

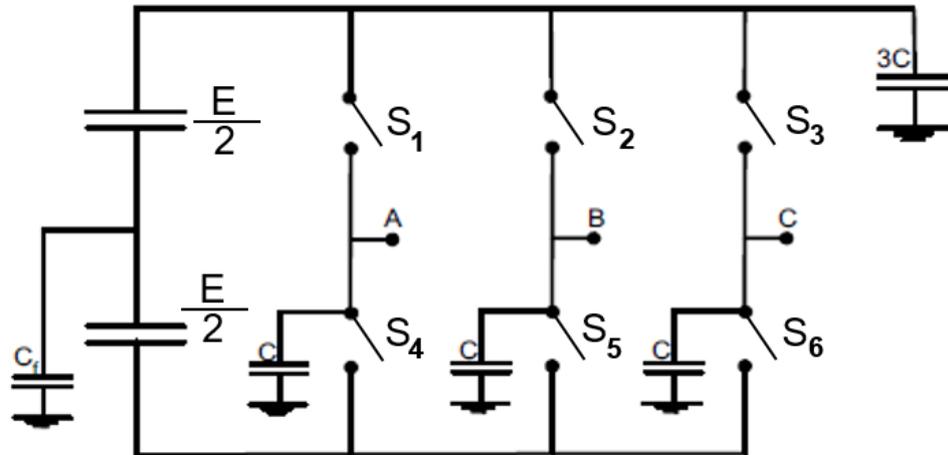


Fonte: (De Paula et al., 2010).

#### 3.1 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE ALTA FREQUÊNCIA DO CONVERSOR DE FREQUÊNCIA

Para representar o conversor de frequência, escolheu-se o circuito elétrico de alta frequência (De Paula et al., 2010), apresentado na Figura 14, onde são consideradas as capacitâncias parasitas entre os interruptores e o dissipador aterrado, representado por ( $C$ ) e também a do acoplamento capacitivo entre o ponto médio do *link DC* à terra, representada por ( $C_f$ ). Porém, quando o ponto médio entre as duas fontes de tensão que compõem o *link DC* do conversor de frequência é aterrado, a capacitância parasita ( $C_f$ ) é nula.

Figura 14 – Circuito elétrico do conversor de frequência.



Fonte: Modificado de (De Paula et al., 2010).

O conversor de frequência empregado na referência (De Paula et al., 2010) é da família CFW-09 e no presente trabalho também se utiliza um conversor da família CFW-09, marca WEG, modelo CFW090211T3848PSZ e o mesmo conversor foi empregado nos acionamentos das MATs de 5,5 e 132 kW. O conversor de frequência pode ser alimentado entre tensões de 380 a 480 V, e possui uma corrente de entrada nominal de 223 A nas frequências de 50/60 Hz. A corrente nominal de saída do conversor é de 170 A, e não existe filtro em sua saída. Neste trabalho, o conversor de frequência é alimentado com uma tensão trifásica de 380 V em 60 Hz. A Figura 15 mostra uma foto do conversor de frequência trifásico utilizado.

A Tabela 1 apresenta os valores das capacitâncias parasitas ( $C$ ) e ( $C_f$ ) encontrados por (De Paula et al., 2010), obtidos em ensaios realizados nos terminais acessíveis de um conversor de frequência CFW-09. Os valores das capacitâncias variam em função da potência e da montagem do conversor (De Paula et al., 2010). No entanto, esta referência não informa a potência do conversor da família CFW-09 utilizado e nem a configuração de montagem do ensaio do conversor de frequência.

Tabela 1 – Capacitância do conversor de frequência.

Capacitâncias CFW-09	Valores das Capacitâncias
$C$	7,2 nF
$C_f$	20,5 nF

Fonte: Modificado de (De Paula et al., 2010).

Figura 15 – Conversor de frequência CFW-09.



Fonte: O autor.

Nas simulações do presente trabalho, para representar a tensão de *link DC* do conversor de frequência emprega-se duas fontes de tensão de corrente contínua ( $E/2$ ) em série e considera-se o ponto médio aterrado, tornando a capacitância ( $C_f$ ) nula. Assim, leva-se em conta apenas as capacitâncias entre os interruptores  $S_i$  (onde "i" representa o número do interruptor) e o dissipador aterrado.

### 3.2 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE ALTA FREQUÊNCIA DO CABO DE ALIMENTAÇÃO

Nesta seção são abordados os conceitos de linhas de transmissão com e sem perdas e ensaios de impedância em função da frequência para encontrar os valores dos parâmetros dos circuitos elétricos de alta frequência para o cabo de alimentação.

#### 3.2.1 Conceitos de Linha de Transmissão

Trata-se nesta seção os conceitos da linha de transmissão, quando a mesma transporta sinais elétricos que possuem componentes de alta frequência. A linha de

transmissão é definida como um dispositivo empregado para a transmissão de sinais (informação) ou energia através da propagação guiada das ondas eletromagnéticas (Carpes Jr, 2018). Sendo que as linhas de transmissão consistem de condutores elétricos, geralmente de cobre ou alumínio, servindo de meio para conduzir a corrente elétrica da fonte para a carga (Mello, 2004).

Os tipos de linhas de transmissão são classificados em sem perdas e com perdas. Na linha de transmissão sem perdas, as ondas da tensão e da corrente estão em fase e se propagam sem atenuação devido aos parâmetros primários ( $R_s$ ) e ( $G$ ) serem nulos ( $R_s$ ) é a resistência da linha de transmissão dada em por unidade de comprimento em ( $\Omega/m$ ) e ( $G$ ) é a condutância paralela em parâmetro concentrado em ( $\Omega^{-1}$ ) que contempla os efeitos das perdas e das correntes de condução entre os condutores devido às imperfeições no dielétrico). Os parâmetros primários que também compõem a linha de transmissão são a indutância em série ( $L_s$ ) por unidade de comprimento (H/m) e a capacitância paralela ( $C_p$ ) por unidade de comprimento (F/m). Também, cada elemento de uma linha de transmissão está ligado a um fenômeno característico da própria linha do seguinte modo (Carpes Jr, 2018):

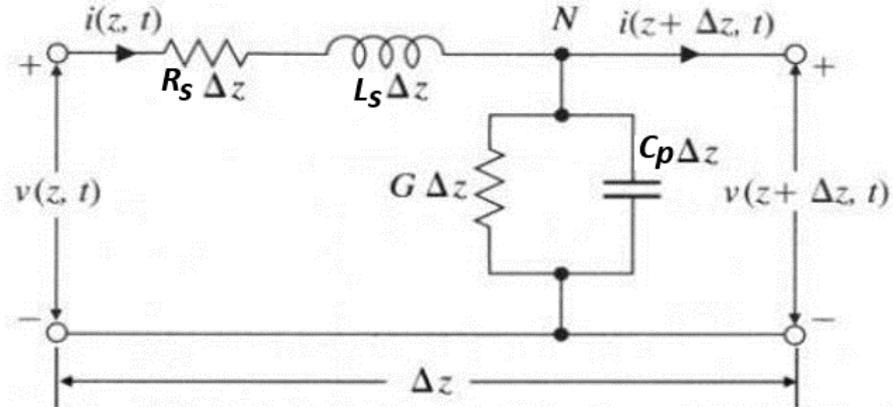
- $R_s$  - Perdas e quedas de tensão ao longo da linha devido às imperfeições nos condutores;
- $L_s$  - Queda de tensão devido ao fluxo magnético gerado pelas correntes nos condutores;
- $C_p$  - Correntes de deslocamento entre os condutores devido ao fluxo elétrico produzido pelas cargas.

### 3.2.1.1 Modelo de Linha de Transmissão com Perdas e Reflexão da Tensão

#### Incidente

Nas linhas de transmissão com perdas, as ondas das tensões e das correntes estão defasadas e se propagam com atenuação devido aos parâmetros primários ( $R_s$ ) e ( $G$ ) não serem nulos. O modelo da linha de transmissão é representado na Figura 16 através dos parâmetros primários para um segmento ( $\Delta z$ ).

Figura 16 – Modelo da linha de transmissão para um segmento  $\Delta z$ .



Fonte: Modificado de (Carpes Jr, 2018).

O circuito elétrico da linha de transmissão da Figura 16 está equacionado em (Mello, 2004). A impedância característica da linha de transmissão é dada pela Equação (3.1) (Carpes Jr, 2018).

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R_s + j\omega L_s)}{(G + j\omega C_p)}} \quad (3.1)$$

No contexto desta dissertação, com o valor conhecido ou estimado da impedância característica do cabo de alimentação e dos enrolamentos do estator das MATs, pode-se estimar o valor da reflexão da onda de tensão incidente nos terminais das próprias MATs. A reflexão da onda de tensão na linha de transmissão ( $\Gamma$ ), Equação (3.2), é a relação entre as impedâncias da carga (aqui no caso da MAT) e da linha de transmissão (refere-se ao cabo de alimentação), que fornece um fator de quanto a onda de tensão incidente é refletida (Carpes Jr, 2018). Os casos particulares avaliados na reflexão de onda são i) sem reflexão, ii) reflexão total com a linha curto-circuitada (com polaridade invertida) e iii) reflexão total com a linha em circuito aberto (de mesma polaridade), onde o coeficiente de reflexão da onda de tensão são iguais a 0, -1 e 1 (Carpes Jr, 2018).

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.2)$$

Os valores das impedâncias características das MATs encontram-se entre 10 a 100 vezes maiores do que os valores das impedâncias características dos cabos de alimentação típicos utilizados nas MATs (Melhorn et al., 1997). Devido aos efeitos dos tempos de subida (ou descida) dos interruptores dos conversores de frequência, que estão tipicamente entre os tempos de 0,1 e 10  $\mu$ s e, com a combinação dos longos comprimentos dos cabos, ocorrem as sobretensões nos terminais dos enrolamentos do estator das MATs, que pode chegar até duas vezes o valor da tensão de excitação (Melhorn et al., 1997).

### 3.2.2 Ensaio Para Determinação dos Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico de Alta Frequência do Cabo de Alimentação

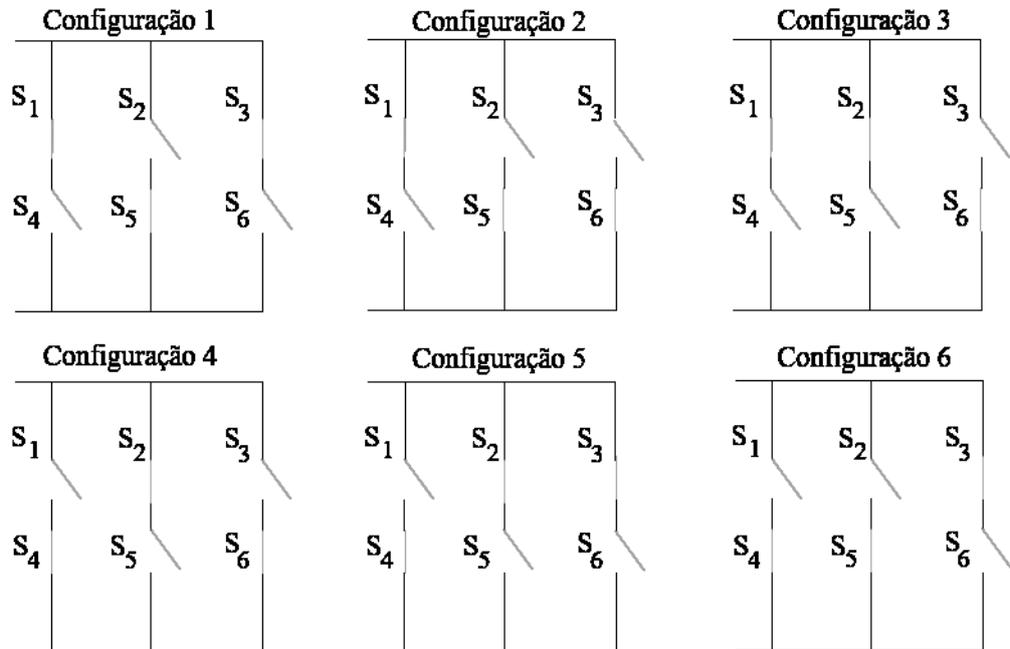
O conversor de frequência possui um processo lógico de comutação *PWM* (Pulse Width Modulation - Modulação por Largura de Pulso) de seus interruptores, que geram os estágios da estrutura de eletrônica de potência representados na Figura 17. Durante o processo lógico de comutação *PWM* do conversor de frequência, os interruptores recebem sinais elétricos de níveis lógicos altos e baixos conforme mostra a Tabela 2, representados por 1 e 0, respectivamente. Quando o nível for alto, os interruptores estão conduzindo, e quando baixo, estão abertos (Mello, 2004).

Tabela 2 – Processo lógico de comutação *PWM* do conversor de frequência

Estágios de Comutação	Chaves					
	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1°	1	0	1	0	1	0
2°	1	0	0	0	1	1
3°	1	1	0	0	0	1
4°	0	1	0	1	0	1
5°	0	1	1	1	0	0
6°	0	0	1	1	1	0

Fonte: Modificado de (Mello, 2004).

Figura 17 – Estágios de comutação do conversor de frequência.



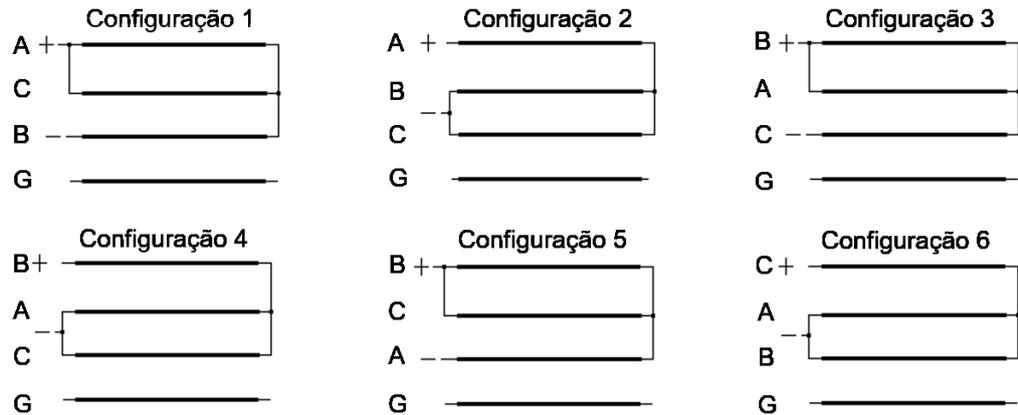
Fonte: Modificado de (Mello, 2004).

Analisa-se os estágios do processo de comutação do conversor de frequência e, levanta-se a configuração dos ensaios para a determinação dos valores dos parâmetros séries (de fase) e paralelos (entre fases) do circuito elétrico equivalente de alta frequência do cabo de alimentação. As metodologias dos ensaios serão abordadas a seguir.

### 3.2.2.1 Ensaios de Determinação dos Valores dos Parâmetros Série

Os ensaios para a determinação dos valores dos parâmetros séries de fase ( $R_s$ ) e ( $L_s$ ) são aqueles que envolvem curtos-circuitos em terminais nos cabos de alimentação. Nestes ensaios, as pontas do cabo de alimentação que serão empregadas no conversor de frequência, aplicam-se as configurações de ensaios apresentadas na Figura 18, que representam, ou levam em conta, os estágios de comutação do conversor de frequência. Nas pontas do cabo de alimentação que serão empregadas na MAT, os três condutores das fases A, B e C são curtos-circuitados. Os sinais "+" e "-" correspondem aos terminais onde o analisador de impedância é conectado. O condutor neutro G corresponde ao cabo de referência (terra).

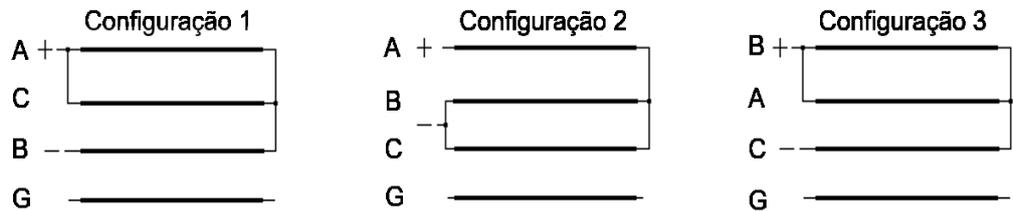
Figura 18 – Ensaio de curto circuito.



Fonte: Modificado de (Mello, 2004).

Na Figura 18, nota-se que as configurações dos ensaios para 1 e 4, 2 e 5 e 3 e 6 são idênticas. Assim, pode-se reduzir o número de configurações de ensaio pela metade. Desta maneira, utiliza-se as configurações da Figura 19 para determinar os parâmetros série.

Figura 19 – Ensaio de curto circuito real.



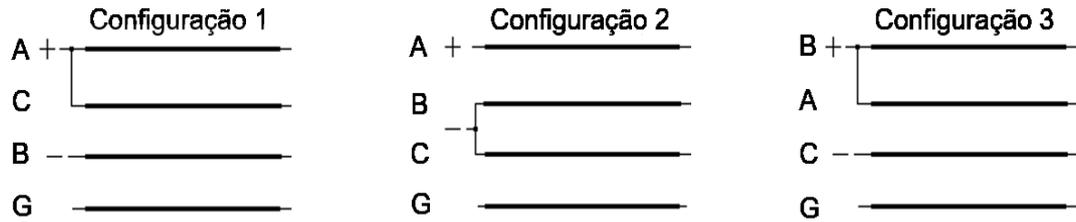
Fonte: Modificado de (Mello, 2004).

### 3.2.2.2 Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Paralelos entre Fases

Os ensaios de determinação dos valores dos parâmetros paralelos entre fases ( $C_{ab}$ ) são conhecidos como ensaios de circuito aberto. Estes ensaios também são realizados baseados nos estágios de comutação do conversor de frequência (vide Figura 17).

Analogamente à análise realizada para as configurações de ensaio de curto-circuito da Figura 18, reduzem-se também os números de configurações, como apresentadas na Figura 20.

Figura 20 – Ensaio de circuito aberto real.

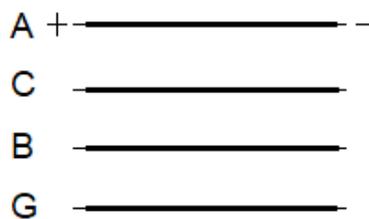


Fonte: Modificado de (Mello, 2004).

### 3.2.2.3 Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Mútuos dos Condutores A e B

Neste item, abordam-se as configurações para os ensaios de determinação dos valores dos parâmetros mútuos dos condutores das fases A e B (estes parâmetros são iguais entre as três fases, bastando determinar os valores entre duas fases). Para isso, conforme (Skibinski et al., 2006), necessita-se determinar o valor da indutância série ( $L_{ind}$ ) de um condutor de fase do cabo de alimentação, conforme a configuração de ensaio da Figura 21. O valor da indutância mútua dos condutores das fases A e B do cabo de alimentação ( $L_{abmedido}$ ) é obtido através do ensaio com a configuração da Figura 22. Também no ensaio da Figura 22, as pontas dos condutores das fases A e B do cabo de alimentação que serão empregadas na MAT são curtos-circuitados.

Figura 21 – Ensaio de indutância série da fase A.



Fonte: Modificado de (Skibinski et al., 2006).

Figura 22 – Ensaio de indutância mútua dos condutores A e B.



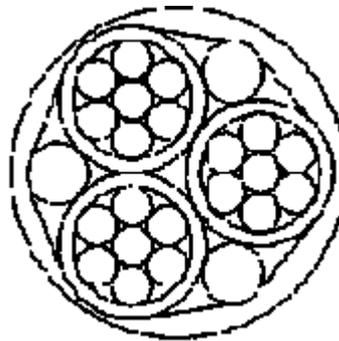
Fonte: Modificado de (Skibinski et al., 2006).

Utiliza-se a Equação (3.3) para calcular a indutância mútua ( $M_{ab}$ ), conforme (Skibinski et al., 2006).

$$M_{ab} = \frac{3}{2} \left( L_{ab\text{medido}} - \frac{L_{ind}}{3} \right) \quad (3.3)$$

Os resultados encontrados neste item serão utilizados nas Equações (3.5) e (3.7) considerando uma geometria simétrica da distribuição (vide arranjo da Figura 23) dos condutores no cabo de alimentação (Skibinski et al., 2006).

Figura 23 – Distribuição dos condutores no cabo de alimentação.

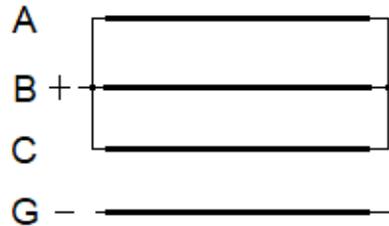


Fonte: Modificado de (Skibinski et al., 2006).

#### 3.2.2.4 Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Séries e Paralelos do Condutor de Referência

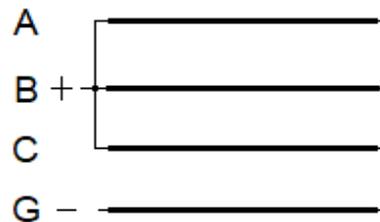
Na Figura 24 e na Figura 25 são representadas as configurações para os ensaios de determinação dos valores dos parâmetros séries e paralelos do condutor da terra (G) levando em conta as três fases (Skibinski et al., 2006). Pelo ensaio, mostrado na Figura 24, mede-se a resistência série ( $R_{sg}$ ) e a indutância série do condutor de referência ( $L_{sg}$ ), também chamados de parâmetros de sequência zero, e pelo ensaio da Figura 25 pode-se medir a capacitância paralela entre as fases ( $C_{ag}$ ) e o condutor de referência.

Figura 24 – Ensaio de curto circuito de sequência zero.



Fonte: Modificado de (Skibinski et al., 2006).

Figura 25 – Ensaio de curto aberto de sequência zero.



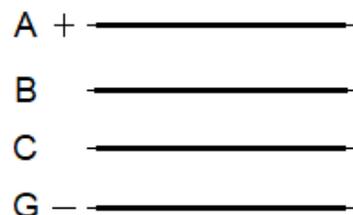
Fonte: Modificado de (Skibinski et al., 2006).

### 3.2.2.5 Ensaio de Determinação dos Valores dos Parâmetros Mútuos entre Fases e Terra

A configuração do ensaio para a determinação dos parâmetros mútuos entre fases e terra é representada na Figura 26, onde a ponta do cabo de alimentação do que será empregado na MAT é curto-circuitado com o condutor de referência. Mede-se o valor equivalente do parâmetro mútuo entre um condutor de fase em relação à terra ( $L_{ag\text{medido}}$ ). Utilizando a Equação (3.4) com os valores dos parâmetros do condutor da terra, calcula-se o valor da indutância mútua entre o condutor de fase em relação à terra ( $M_{ag}$ ).

$$M_{ag} = \frac{3}{2} \left( L_{ag\text{medido}} - \frac{L_{sg}}{3} \right) \quad (3.4)$$

Figura 26 – Ensaio de parâmetros mútuos entre a fase A e referência.



Fonte: Modificado de (Skibinski et al., 2006).

### 3.2.2.6 Cálculo dos Parâmetros do Cabo de Alimentação em Geometria Simétrica

Do item 3.2.2 até o item 3.2.2.5 são encontrados os valores dos parâmetros do circuito elétrico equivalente de alta frequência do cabo de alimentação. Como mencionado, portanto, considera-se uma geometria simétrica do cabo de alimentação para facilitar a abordagem da representação das respostas dos parâmetros parasitas do cabo nas componentes de alta frequência nas formas de onda das tensões nas MATs. São calculados as indutâncias série por fase ( $L_{s-eff}$ ), capacitância paralela entre fase ( $C_{p-eff}$ ), indutância série de sequência zero ( $L_{0-eff}$ ) e capacitância de sequência zero ( $C_{0-eff}$ ) utilizando as Equações (3.5) até (3.8), respectivamente.

$$L_{s-eff} = \frac{3}{2}(L_{ind} - M_{ab}) \quad (3.5)$$

$$C_{p-eff} = 2C_{ab} + \frac{2}{3}C_{ag} \quad (3.6)$$

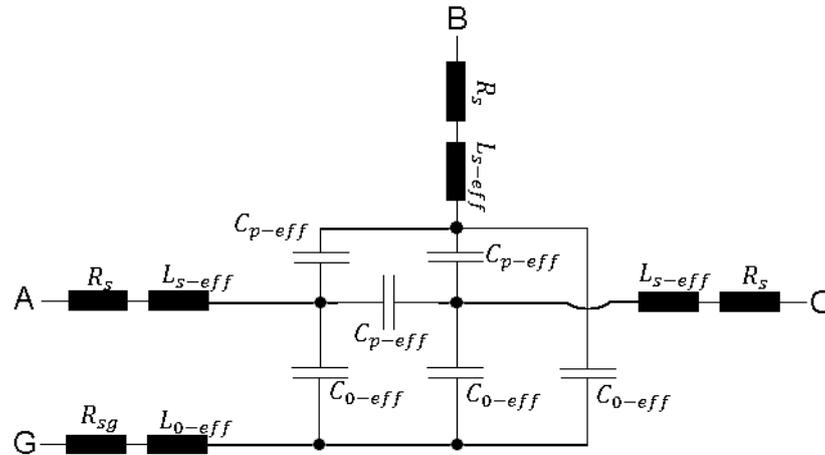
$$L_{0-eff} = \frac{1}{3}(L_{ind} + 2M_{ab}) + (L_{sg} + 2M_{ag}) \quad (3.7)$$

$$C_{0-eff} = 2C_{ag} \quad (3.8)$$

### 3.2.3 Circuito Elétrico Equivalente de Alta Frequência do Cabo de Alimentação

Representa-se o circuito elétrico equivalente trifásico e simétrico de alta frequência do cabo de alimentação na Figura 27, baseado em (Skibinski et al., 2006). O circuito elétrico equivalente de alta frequência do cabo de alimentação inclui os efeitos de circulações das correntes modo comum (fase à terra) e de modo diferencial (entre fases).

Figura 27 – Circuito elétrico equivalente de alta frequência do cabo de alimentação.



Fonte: Modificado de (Skibinski et al., 2006).

### 3.3 CIRCUITO ELÉTRICO EQUIVALENTE DE ALTA FREQUÊNCIA DA MAT

Referenciado ao trabalho de (Boglietti et al., 1999), esta seção aborda os ensaios de impedância em função da frequência e apresentam as equações para que sejam calculados os valores dos parâmetros do circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT.

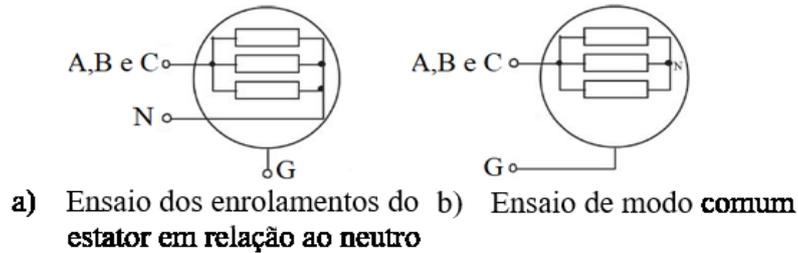
#### 3.3.1 Ensaio Para Encontrar os Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente de Alta Frequência da Máquina Elétrica Assíncrona Trifásica

Os cálculos dos valores dos parâmetros que compõem o circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT utilizam dados de ensaios de impedância em função da frequência de duas diferentes configurações de ensaio (vide Figura 28), conhecidas como:

a) Ensaio dos enrolamentos do estator em relação ao neutro. Os terminais das fases A, B e C da MAT são curtos-circuitados e mede-se a impedância composta pelos parâmetros série dos enrolamentos do estator (resistência e indutância) em relação ao neutro (acessível). Quando a MAT está conectada em delta, é necessário utilizar um circuito adicional para a obtenção do ponto de neutro, o que não é estudado neste presente trabalho. Conforme (Boglietti et al., 1999), a utilização da ligação em delta não altera a validade do modelo proposto. No presente trabalho utilizam-se MATs em ligação em estrela, apenas para facilitar as medições dos fenômenos de alta frequência;

b) Ensaio de modo comum. Os terminais das fases A, B e C da MAT são curtos-circuitados e mede-se a impedância composta pelos parâmetros paralelos (capacitância e resistência) em relação à carcaça aterrada.

Figura 28 – Configurações de ensaio na MAT.

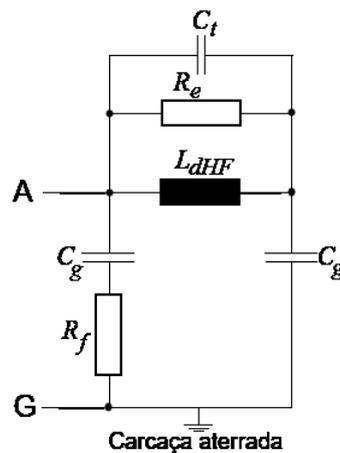


Fonte: Modificado de (Boglietti et al., 1999).

### 3.3.1.1 Cálculo dos Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente de Alta Frequência

O circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT proposto por (Boglietti et al., 1999) é representado por fase (vide Figura 29), onde ( $C_t$ ) é a capacitância entre espiras dos enrolamentos do estator, ( $R_e$ ) a resistência elétrica relativa às correntes de Foucault no núcleo magnético do estator e da carcaça, ( $L_{dHF}$ ) a indutância de dispersão (obtida em alta frequência) do estator por fase, ( $C_g$ ) é a metade do valor da capacitância entre os enrolamento do estator e a carcaça por fase, denominada ( $C_{wf}$ ) e ( $R_f$ ) a resistência da carcaça.

Figura 29 – Circuito elétrico equivalente por fase de alta frequência para a MAT .



Fonte: Modificado de (A. Boglietti et al., 1999).

Conforme (Boglietti et al., 1999), na Equação (3.9) para calcular o valor da capacitância ( $C_g$ ) utiliza-se o valor do módulo da impedância de modo comum medida ( $Z_{wg}$ ) em uma frequência ( $f$ ) entre 1 a 10 kHz, pois conforme (Boglietti et al., 1999), as MATs apresentam comportamentos característicos capacitivos, devido aos fluxos magnéticos entre estas frequências não penetrarem tanto nos núcleos magnéticos. Conforme (Mello, 2004), pode-se calcular o valor da capacitância ( $C_g$ ) em baixas frequências, tal como 120 Hz.

$$C_g = \frac{1}{6(2\pi f Z_{wg})} \quad (3.9)$$

A constante (1/6) que se encontra presente na Equação (3.9) é composta por outras duas constantes, que serão explicadas a seguir. A primeira constante incluída na Equação (3.9) é igual a (1/3), levando em conta as capacitâncias entre os enrolamentos do estator e a carcaça serem representadas por fase ( $C_{wf}$ ). Portanto, a segunda constante é igual a (1/2) devido a capacitância ( $C_g$ ) representar a metade do valor de uma capacitância entre os enrolamentos do estator e carcaça por fase ( $C_{wf}$ ).

Nas MATs analisadas por (Boglietti et al., 1999), os valores das capacitâncias ( $C_t$ ) apresentam valores relativamente menores do que quando comparados com os valores das capacitâncias ( $C_g$ ). Assim, as capacitâncias entre espiras ( $C_t$ ) podem ser desprezadas para as componentes de frequências de até 10 kHz Conforme (Boglietti et al., 1999).

O parâmetro ( $R_e$ ) é uma resistência que representa os efeitos das correntes de Foucault no núcleo magnético do estator e na carcaça. Conforme a metodologia de determinação do valor deste parâmetro proposta por (Boglietti et al., 1999), despreza-se a resistência da carcaça ( $R_f$ ) no circuito elétrico equivalente de alta frequência da Figura 29, portanto, com o valor obtido do módulo da impedância na frequência de ressonância ( $Z_{wn(f_{ressonância})}$ ) pelo ensaio a) dos enrolamentos do estator em relação ao neutro, da Figura 28, pode-se calcular o valor do parâmetro ( $R_e$ ) multiplicando ( $Z_{wn(f_{ressonância})}$ ) por 3 (as três resistências ( $R_e$ ) estão em paralelo no ensaio dos enrolamentos do estator em relação ao neutro), conforme a Equação (3.10). Onde ( $f_{ressonância}$ ) é a frequência de ressonância.

$$R_e = 3Z_{wn(f_{ressonância})} \quad (3.10)$$

Dependendo do range de medição do equipamento utilizado, não se pode medir o valor da impedância na frequência de ressonância da MAT (como aconteceu no presente trabalho). Conforme (Boglietti et al., 1999), pode-se obter o valor da frequência de ressonância através da Equação (3.11), onde utiliza-se o valor da indutância de dispersão do estator ( $L_d$ ) medida no ensaio de rotor bloqueado. Assim, com o último ponto de frequência medida ( $f_m$ ) e juntamente com o valor do módulo da impedância ( $Z_{wn}$ ) medido no ensaio a) dos enrolamentos do estator em relação ao neutro, da Figura 28, estima-se o valor do módulo da impedância ( $Z_{wn(f_{ressonância})}$ ) através da Equação (3.12).

$$f_{ressonância} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{L_d C_g}} \quad (3.11)$$

$$Z_{wn(f_{ressonância})} = Z_{wg} \frac{f_{ressonância}}{f_m} \quad (3.12)$$

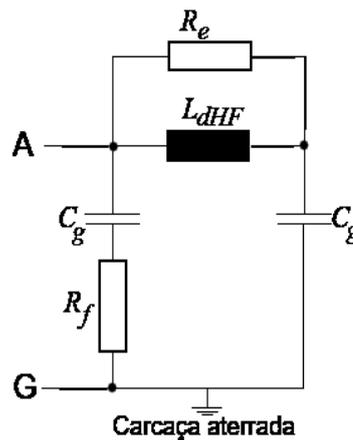
O valor da indutância de dispersão em alta frequência ( $L_{dHF}$ ) é determinado através da Equação (3.13), pois o valor da indutância de dispersão obtida através de do ensaio de rotor bloqueado está relacionado com a MAT operando na condição de frequência comercial. Em altas frequências, há efeito de penetração de fluxo, por exemplo, fazendo com que o valor da indutância de dispersão seja diferente daquele determinado na frequência comercial.

$$L_{dHF} = \frac{1}{(2\pi f_{ressonância})^2 C_g} \quad (3.13)$$

Em (Boglietti et al., 1999) não aborda-se como o valor da resistência da carcaça ( $R_f$ ) pode ser obtida. Utiliza-se a referência (Muetze, 2004), que descreve o parâmetro ( $R_f$ ) não sendo calculada através de parâmetros de projeto, apenas adota-

se um valor igual à  $20 \Omega$ . A Figura 30 representa o circuito elétrico equivalente de alta frequência para uma fase da MAT simplificado e empregado em simulação no presente trabalho.

Figura 30 – Circuito elétrico equivalente por fase de alta frequência para a MAT utilizado em simulação.



Fonte: Modificado de (A. Boglietti et al., 1999).

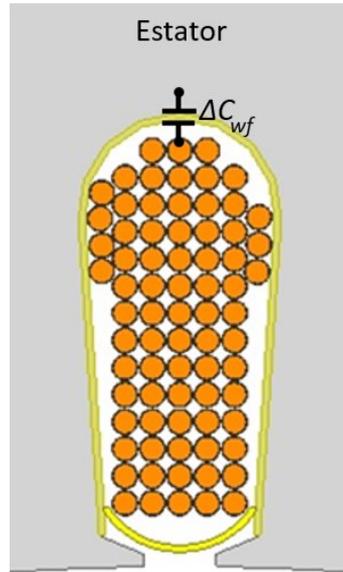
### 3.4 METODOLOGIAS DE CÁLCULOS DOS VALORES DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS DA MÁQUINA ELÉTRICA ASSÍNCRONA TRIFÁSICA

Na seção anterior, foi visto que o valores das capacitâncias entre os enrolamentos e a carcaça das MATs podem ser obtidos por meio de ensaios, conforme proposto por (Boglietti et al., 1999). Nessa seção apresenta-se metodologias para calcular os valores das capacitâncias parasitas das MATs utilizando valores de parâmetros construtivos das próprias MATs. Esta metodologia foi proposta por (Muetze, 2004).

#### 3.4.1 Capacitância Parasita entre os Enrolamentos do Estator e a Carcaça

Como núcleo magnético do estator está conectado à carcaça das MATs, pode-se calcular a capacitância entre os enrolamentos do estator e a carcaça por fase ( $C_{wf}$ ) através de ( $C_{wf} = 2C_g$ ). Pelo esquema ilustrativo da Figura 31, representa-se a localização de ( $C_{wf}$ ) para apenas uma ranhura do estator da MAT.

Figura 31 – Representação e localização da capacitância entre os enrolamentos do estator e a carcaça em uma ranhura.



Fonte: O autor.

Para se determinar o valor da capacitância parasita entre os enrolamentos do estator e a carcaça por fase ( $C_{wf}$ ), parte-se da Equação (3.14) de um capacitor de placas paralelas com dielétrico ar (Bastos, 2018), onde ( $\epsilon_0$ ) é igual  $8,854 \times 10^{-12}$  (F/m). A Equação (3.15) foi proposta por (Muetze, 2004) para estimar o valor da capacitância ( $C_{wf}$ ), levando em conta: os fatores de superfície irregular da ranhura ( $F_c$ ) e de preenchimento de cobre na ranhura ( $k_f$ ) (considera a superfície do cobre nu); o número total de ranhuras do estator ( $N_1$ ); o diâmetro de fundo de ranhura ( $D_{fundo\_ranhura}$ ); o comprimento de chapas de ferro do estator ( $l_{Ferro}$ ); e a espessura do isolamento do fundo de ranhura ( $e_{isolamento\_ranhura}$ ). Neste trabalho, o material isolante de fundo de ranhura e de fechamento de ranhura é o mesmo, considerando um valor de permissividade relativa ( $\epsilon_{r1}$ ) de 1,27 (Muetze, 2004).

$$C = \epsilon_0 \frac{A_{rea}}{d_{istancia}} \quad (3.14)$$

$$C_{wf} = F_c k_f \epsilon_0 \epsilon_{r1} \frac{N_1}{3} \frac{D_{fundo\_ranhura} l_{Ferro}}{e_{isolamento\_ranhura}} \quad (3.15)$$

### 3.4.2 Capacitância entre os Enrolamentos do Estator e o Rotor

A capacitância entre os enrolamentos do estator e o rotor ( $C_{wr}$ ) é formada por dois capacitores em série, ( $C_{wr0}$ ) e ( $C_{wr1}$ ) (vide Figura 32). ( $C_{wr0}$ ) é a capacitância que existe entre o diâmetro externo do rotor e a altura de abertura de ranhura e, ( $C_{wr1}$ ) é a capacitância que existe entre os enrolamentos e o fechamento da ranhura. As Equações (3.16) e (3.17), propostas por (Muetze, 2004), calculam os valores das capacitâncias ( $C_{wr0}$ ) e ( $C_{wr1}$ ), onde são levados em conta os parâmetros construtivos largura de abertura de ranhura ( $b_{01}$ ), entreferro ( $\delta$ ), altura de abertura de ranhura ( $h_{01}$ ), espessura do fechamento de ranhura ( $h_{e21}$ ), permissividade do material utilizado no fechamento de ranhura ( $\varepsilon_{r2}$ ).

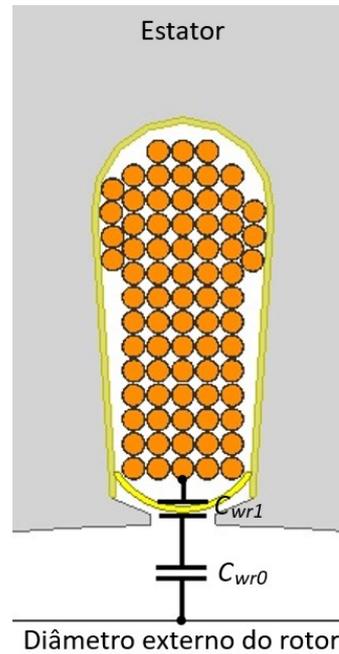
$$C_{wr0} = N_1 \varepsilon_0 b_{01} \frac{l_{Ferro}}{\delta + h_{01}} \quad (3.16)$$

$$C_{wr1} = 3N_1 \varepsilon_0 \varepsilon_{r2} b_{01} \frac{l_{Ferro}}{h_{e21} + e_{isolamento\_ranhura}} \quad (3.17)$$

A capacitância ( $C_{wr0}$ ) possui uma permissividade relativa igual a "1", pois contém ar na região do entreferro até na altura da abertura de ranhura. Para a capacitância ( $C_{wr1}$ ), o valor empregado da permissividade relativa do material utilizado no fechamento da ranhura é ( $\varepsilon_{r2} = 1,27$ ), como já mencionado. A capacitância resultante ( $C_{wr}$ ) é calculada através da Equação (3.18).

$$C_{wr} = \frac{1}{\frac{1}{C_{wr0}} + \frac{1}{C_{wr1}}} \quad (3.18)$$

Figura 32 – Representação e localização da capacitância entre os enrolamentos do estator e o rotor em uma ranhura.



Fonte: O autor.

### 3.4.3 Capacitância entre o Rotor e a Carcaça

A capacitância parasita entre o rotor e a carcaça ( $C_{rf}$ ) (vide Figura 33) é formada entre o diâmetro externo do rotor e o diâmetro interno do estator sendo separadas pelo entreferro ( $\delta$ ) que é preenchido com ar, tendo uma permissividade relativa próxima de "1" (Muetze, 2004). O cálculo da capacitância ( $C_{rf}$ ) é para um capacitor cilíndrico que não consideram as aberturas de ranhuras. Na Equação (3.19), ( $Q_{rf}$ ) é a carga elétrica no rotor e na carcaça, ( $V_{rf}$ ) a diferença de potencial entre o rotor e a carcaça, ( $E_{rf}$ ) a intensidade do campo elétrico aplicado entre o rotor e a carcaça ao longo da circunferência e ( $A_{rf}$ ) a área do cilindro do rotor.

$$C_{rf} = \frac{Q_{rf}}{V_{rf}} = \frac{\epsilon_0 E_{rf} A_{rf}}{V_{rf}} \quad (3.19)$$

A área do cilindro do rotor ( $A_{rf}$ ) pode ser calculada através da Equação (3.20) (Muetze, 2004), onde ( $D_{e2}$ ) é o diâmetro externo do rotor. O campo elétrico ao longo

da circunferência do entreferro é simplificado conforme Equação (3.21) (Muetze, 2004), onde ( $k_{c1}$ ) é o fator de Carter.

$$A_{rf} = l_{Ferro} \pi D_{e2} \quad (3.20)$$

$$E_{rf} = \frac{V_{rf}}{k_{c1} \delta} \quad (3.21)$$

O fator de Carter, Equação (3.23), serve para levar em conta a redução da densidade de fluxo magnético no entreferro devido à abertura de ranhura (Muetze, 2004). Neste trabalho, se utiliza as Equações (3.22) e (3.23), deduzidas em (Rüncos, 2006), respectivamente para o cálculo do passo da ranhura do estator ( $t_{n1}$ ) e para o fator de Carter ( $k_{c1}$ ),.

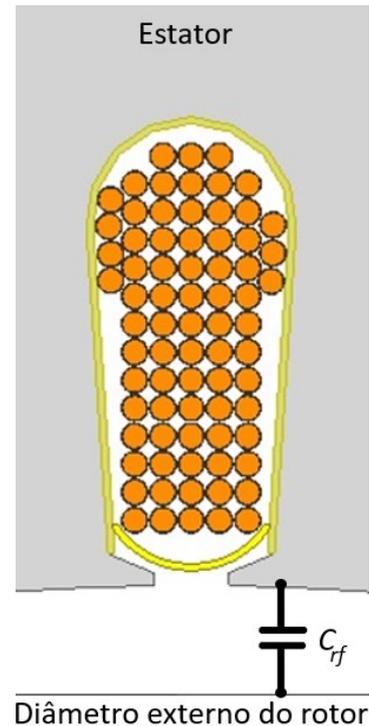
$$t_{n1} = \frac{\pi(D_{e1} - \delta)}{N_1} \quad (3.22)$$

$$k_{c1} = \frac{t_{n1}(5\delta + b_{01})}{t_{n1}(5\delta + b_{01}) - (b_{01})^2} \quad (3.23)$$

Substituindo as Equações (3.20) e (3.21) na Equação (3.19), obtém-se a Equação (3.24).

$$C_{rf} = \varepsilon_0 l_{Ferro} \frac{\pi D_{e2}}{k_{c1} \delta} \quad (3.24)$$

Figura 33 – Representação e localização da capacitância entre o rotor e a carcaça.



Fonte: O autor.

#### 3.4.4 Capacitância de Rolamento

Para calcular os valores das capacitâncias parasitas dos rolamentos dianteiros ( $C_{b,DE}$ ) e traseiros ( $C_{b,NDE}$ ) são consideradas as superfícies das esferas e das pistas internas e externas de rolamento (vide Figura 36). A referência (Wang et al., 2014) propõe a Equação (3.25) para calcular o valor da área de contato ( $S$ ) entre as esferas as superfícies das pistas de rolamento, onde ( $R_{esfera}$ ) é o raio da esfera e ( $l_{contato}$ ) a largura do dano causado pela passagem das correntes elétricas entre as esferas e as superfícies das pistas de rolamento.

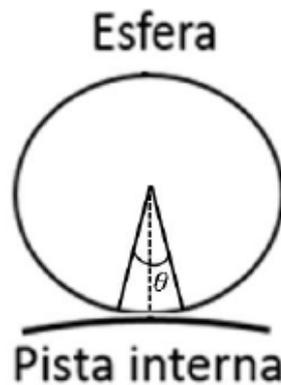
$$S = \frac{2\pi R_{esfera} l_{contato}}{4} \quad (3.25)$$

Devido às superfícies das esferas do rolamento não estarem totalmente em contato com as superfícies das pistas de rolamento, insere-se um coeficiente ( $\%_{contato}$ ) que representa o ângulo de contato entre as superfícies das esferas e as superfícies das pistas de rolamento (vide Figura 34). Utiliza-se a Equação (3.26) para

estimar os valores das capacitâncias de rolamento ( $C_b$ ) formada entre a esfera e uma das superfícies das pistas de rolamento (vide Figura 35). Onde ( $F_{radial}$ ) é a folga radial do rolamento que representa na Equação (3.26) a espessura do filme de graxa lubrificante, ( $\epsilon_{r3}$ ) é a permissividade relativa do filme de graxa lubrificante, que no presente trabalho é considerada “3,5”.

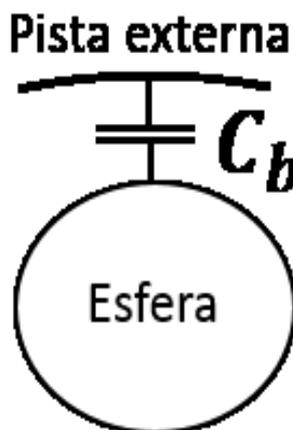
$$C_b = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{r3} S}{F_{radial}} \quad (3.26)$$

Figura 34 – Representação do ângulo de contato entre as esferas e as pistas de rolamento.



Fonte: O autor.

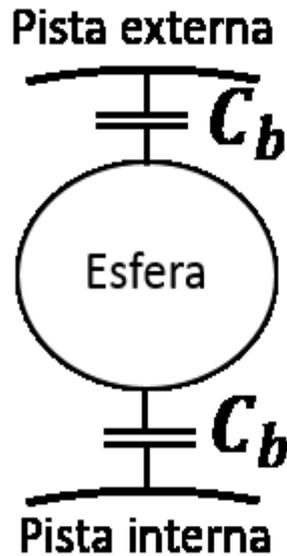
Figura 35 – Capacitância de rolamento.



Fonte: O autor.

Na Figura 36 representa-se a capacitância ( $C_b$ ) formada entre a esfera e as superfícies das pistas internas e externas do rolamento, compondo uma capacitância de rolamento equivalente série ( $C_{b,eq,serie}$ ), dada pela Equação (3.27).

Figura 36 – Capacitâncias de rolamento em série.



Fonte: O autor.

$$C_{b,eq,serie} = \frac{C_b C_b}{C_b + C_b} \quad (3.27)$$

Na Equação (3.28) multiplica-se o valor da capacitância ( $C_{b,eq,serie}$ ) pelo número de esferas do rolamento ( $N_{esferas}$ ). Assim, pode-se calcular o valor total da capacitância do rolamento dianteiro ( $C_{b,DE}$ ) ou traseiro ( $C_{b,NDE}$ ). Sabe-se que este método de cálculo para as capacitâncias de rolamento ( $C_{b,DE}$ ) e ( $C_{b,NDE}$ ) é idealizado. Na pratica as folgas radiais dos rolamentos podem não apresentar o mesmo valor.

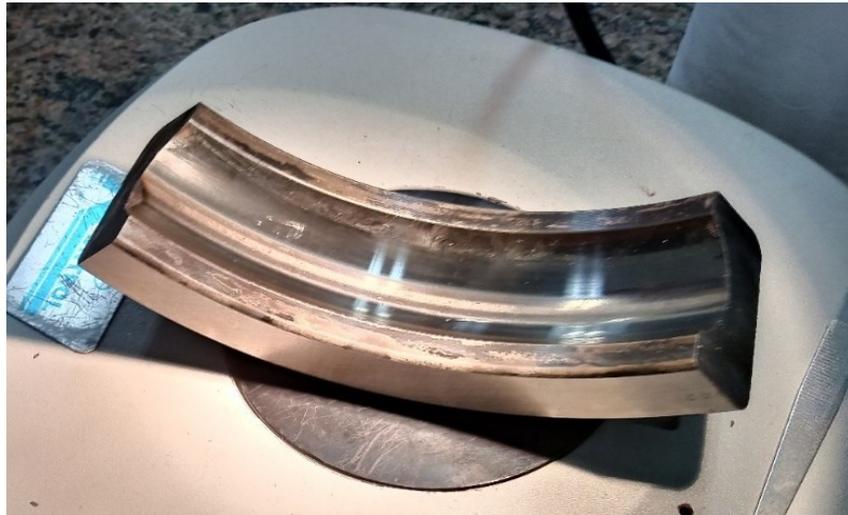
$$C_{b\_DE/NDE} = N_{esferas} C_{b\_eq\_serie} \quad (3.28)$$

Neste presente trabalho foram utilizados os rolamentos 6206, 6207, 6316, 6319 e foram medidos os diâmetros das esferas e os perímetros das pistas externas dos rolamentos ( $P$ ). No entanto, estes rolamentos não apresentavam a largura de contato ( $l_{contato}$ ) entre as superfícies das esferas e as superfícies das pistas internas e externas do rolamento que são causadas pela passagem de correntes elétricas, necessitando estimar por cálculo o valor de ( $l_{contato}$ ). Para solucionar este problema,

empregou-se um rolamento 6314 como referência (vide Figura 37) que apresentava a largura de contato e, mediu-se a largura de contato de referência ( $l_{contatoref}$ ) e o perímetro da pista externa ( $P_{ref}$ ). Foi utilizado uma regra de proporção com as dimensões dos rolamentos utilizados nas MATs e com o rolamento de referência, podendo estimar a largura de contato ( $l_{contato}$ ) para cada rolamento.

Utilizou-se uma máquina à laser (da empresa WEG Motores, de Jaraguá do Sul/SC), que digitaliza peças em 2D, fornecendo os perímetros das superfícies das pistas externas de rolamento. Os demais elementos dos rolamentos foram medidos com um paquímetro. Empregou-se a Equação (3.29) para calcular o ( $l_{contato}$ ) dos rolamentos 6206, 6207, 6316 e 6319.

Figura 37 – Largura de contato formado entre esferas e superfície da pista externa do rolamento de referência 6314.



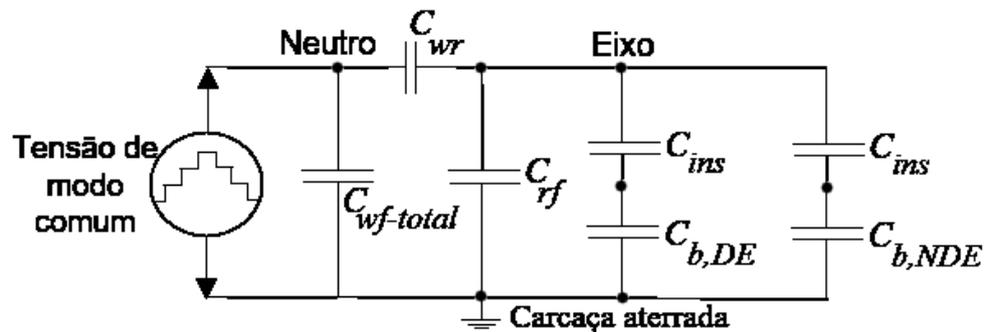
Fonte: O autor.

$$l_{contato} = \frac{P}{P_{ref}} l_{contatoref} \quad (3.29)$$

### 3.5 MÉTODOS DE ENSAIOS DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS

Nesta seção são abordados os métodos de ensaios para a determinação dos valores das capacitâncias parasitas das MATs de interesse. Inicialmente, há um problema prático para a obtenção dos valores das capacitâncias, devido aos rolamentos estarem curtos-circuitados com a carcaça. Então, foi aplicado um material isolante entre os cubos dos rolamentos nas tampas e toda a superfície externa dos rolamentos, a fim de isolar ambos os rolamentos. Esta alteração nas MATs incluem capacitâncias ( $C_{ins}$ ) em série com as capacitâncias dos rolamentos ( $C_{b,DE}$ ) e ( $C_{b,NDE}$ ). Na Figura 38 representa-se o circuito elétrico equivalente das capacitâncias parasitas após a inserção do material isolante. Neste circuito, ( $C_{wf-total}$ ) é a capacitância parasita dos enrolamentos trifásicos do estator em relação à carcaça (soma das três capacitâncias ( $C_{wf}$ ) de cada fase que estão em paralelo ( $C_{wf-total} = 3C_{wf}$ )).

Figura 38 – Representação do circuito elétrico das capacitâncias parasitas após aplicação do material isolante.



Fonte: Modificado de (Dhatrak et al., 2015).

#### 3.5.1.1 Método de Ensaio da Capacitância Parasita entre os Enrolamentos do Estator e a Carcaça

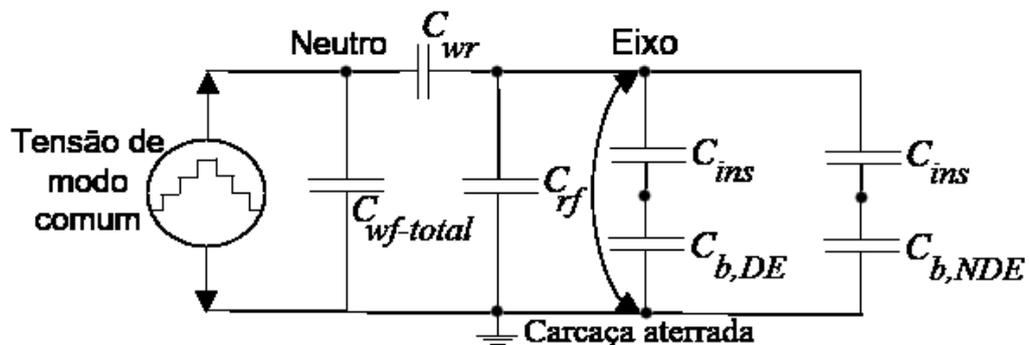
Este ensaio requer que o circuito do rotor seja retirado da MAT, para que as influências das outras capacitâncias parasitas possam ser desprezadas (Busse et al., 1996). A referência (Dhatrak et al., 2015) propõe que a medição da capacitância seja entre o ponto de neutro dos enrolamentos do estator e a carcaça. Com este procedimento, encontra-se valor total da capacitância entre os enrolamentos trifásicos do estator e a carcaça ( $C_{wf-total}$ ) da MAT.

### 3.5.1.2 Método de Ensaio da Capacitância Parasita entre os Enrolamentos do Estator e o Rotor

Com a MAT montada (rotor inserido) e desligada. Conforme (Dhatrak et al., 2015), curto-circuita-se o eixo com a carcaça (vide Figura 39) eliminando o efeito das capacitâncias ( $C_{rf}$ ) e ( $C_{ins}$ ) (Com a MAT parada, as esferas estão em contato com as superfícies das pistas internas e externas do rolamento, anulando as capacitâncias do rolamento dianteiro ( $C_{b,DE}$ ) e traseiro ( $C_{b,NDE}$ )). Após esta configuração da MAT, a referência (Dhatrak et al., 2015) propõe que a medição da capacitância seja entre o eixo e o ponto de neutro dos enrolamentos do estator. Com este procedimento, mede-se o valor de uma capacitância equivalente paralela ( $C_{wf-total} + C_{wr}$ ) entre o ponto de neutro dos enrolamentos do estator e o eixo. Para encontrar o valor da capacitância dos enrolamentos do estator ( $C_{wr}$ ), se subtrai o valor encontrado da capacitância ( $C_{wf-total}$ ) do valor da capacitância equivalente paralela medida ( $C_{wf-total} + C_{wr}$ ).

No desenvolvimento do presente trabalho, notou-se que os valores das capacitâncias ( $C_{wf-total}$ ) e ( $C_{wr}$ ) se alteram em função da temperatura ambiente em que a MAT se encontra. Provavelmente, isto ocorre devido à alteração do valor da permissividade equivalente do sistema isolante impregnado nos enrolamentos do estator.

Figura 39 – Representação do circuito elétrico das capacitâncias parasitas após aplicação do material isolante com o eixo curto-circuitado com a carcaça aterrada.



Fonte: Modificado de (Dhatrak et al., 2015).

### 3.5.1.3 Método de Ensaio da Capacitância do Material Isolante

Para medir o valor da capacitância ( $C_{ins}$ ) adicionada pelo isolante entre a pista externa do rolamento e os cubos dos rolamentos na tampa da carcaça, propõe-se

acelerar a MAT até atingir a velocidade nominal e, em seguida desligar a fonte de alimentação da MAT e realizar a medição da capacitância ( $C_{ins}$ ) entre a pista externa do rolamento e um ponto na tampa, sendo o mais próximo possível da pista externa rolamento.

#### 3.5.1.4 Método de Ensaio da Capacitância Parasita entre o Rotor e a Carcaça

Com a MAT parada, mede-se a capacitância equivalente paralela ( $C_{rf} + C_{ins}$ ) entre o eixo e a carcaça da MAT. Conhecendo o valor de ( $C_{ins}$ ), pode-se subtrair do valor da capacitância ( $C_{rf} + C_{ins}$ ) e encontrar o valor da capacitância entre o rotor e a carcaça ( $C_{rf}$ ) (Dhatrak et al., 2015).

#### 3.5.1.5 Método de Ensaio da Capacitância de Rolamento

A referência (Dhatrak et al., 2015) propõe que a MAT seja acelerada até a atingir a velocidade nominal de rotação, em seguida desliga-se a fonte de alimentação da MAT e realiza-se a medição da capacitância equivalente ( $C_b || C_{rf} + C_{ins}$ ) entre a pista externa do rolamento e o eixo da MAT. Sugere-se que este procedimento seja realizado antes que o filme de graxa lubrificante apresente uma espessura relativamente fina, isto é, que a velocidade seja acima de 1000 rpm. Com os valores das capacitâncias do rotor para a carcaça ( $C_{rf}$ ) e do material isolante entre a pista externa do rolamento e a carcaça ( $C_{ins}$ ) conhecidas, encontram-se os valores das capacitâncias de rolamento dianteiro ( $C_{b,DE}$ ) e traseiro ( $C_{b,NDE}$ ), conforme propõe (Dhatrak et al., 2015) pela Equação (3.30).

$$C_{b,DE/NDE} = C_{b,medido} - \frac{C_{rf}C_{ins}}{C_{rf} + C_{ins}} \quad (3.30)$$

### 3.6 CONCLUSÕES PARCIAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram tratados dos circuitos elétricos equivalentes de alta frequência do conversor de frequência, do cabo de alimentação e da MAT. Posteriormente, abordou-se os métodos de ensaios para que sejam encontrados os valores dos parâmetros que compõem os modelos elétricos de alta frequência do cabo

de alimentação, da MAT e juntamente a isso apresentou-se métodos de cálculos e de ensaios para as capacitâncias parasitas da MAT. A contribuição deste capítulo foi reunir em uma única abordagem os circuitos elétricos equivalentes de alta frequência do conversor, cabo de alimentação, da MAT e suas capacitâncias parasitas que serão empregadas em simulação. Adicionalmente, apresentou-se os métodos de ensaio para as capacitâncias parasitas da MAT.

Nos dois próximos capítulos, duas MATs serão investigadas, tanto experimentalmente quanto por meio de simulação do sistema completo, objetivando a realização de análises das tensões de modo comum no neutro da MAT e impostas no eixo. Como um dos objetivos deste trabalho é obter uma estimativa de (*BVR*) na forma de onda da tensão imposta no eixo, organizou-se ferramentas para efetuar as análises em MATs acionadas por conversores de frequência. A fim de investigar o comportamento das MATs, escolheu-se uma de porte médio (132 kW) e outra de pequeno porte (5,5 kW), pois os valores das capacitâncias são diferentes devido ao tamanho das partes construtivas. No capítulo 4, analisa-se a MAT de médio porte experimentalmente e por meio de simulação numérica e, no capítulo 5 a MAT de pequeno porte. Optou-se em dividir a abordagem das MATs pelos tamanhos devido aos valores de capacitâncias distintas, impedâncias distintas, frequências de ressonância diferentes, amortecimentos nos pulsos diferentes, assim por diante) a fim de facilitar as comparações experimentais, analíticas (de obtenção dos valores dos parâmetros) e em simulações.

## 4 ANÁLISES EM UMA MAT DE MÉDIO PORTE

Todos os ensaios dos capítulos 4 e 5 foram realizados no departamento de Pesquisa e Inovação Tecnológica (P&IT), da empresa WEG, que forneceu i) um conversor de frequência CFW-09 do modelo CFW09211T3848PSZ, ii) um cabo de alimentação  $4 \times 25 \text{ mm}^2$  de 300 metros de comprimento (com três condutores de seção de  $25 \text{ mm}^2$  e mais um condutor com seção de  $1 \text{ mm}^2$ ), iii) uma MAT de potência de 132 kW, iv) um cabo de alimentação de  $4 \times 6 \text{ mm}^2$  de 25 metros, v) uma MAT de 5,5 kW e vi) um analisador *RLC* da marca *Keysight* modelo U1733C, com capacidade de medição das impedâncias nas frequências de 100 Hz, 120 Hz, 1 kHz, 10 kHz e 100 kHz. Nas MATs utilizadas no presente trabalho, os enrolamentos do estator são ligados em estrela, como já mencionado.

Neste capítulo, abordam-se as técnicas de aplicação dos métodos discutidos anteriormente para os ensaios nas MATs em medições de grandezas de interesse, as quais são utilizadas novamente no capítulo 5. Adicionalmente, alguns detalhes destes métodos de medição para a MAT de pequeno porte são apresentados neste capítulo. Também, apresenta-se os resultados dos ensaios de impedância para o cabo de alimentação e para a MAT de médio porte (132 kW). Análises via simulação também são realizadas, utilizando o modelo apresentado no item 3.1 para o conversor de CFW09, bem como dos valores dos seus parâmetros.

### 4.1 TÉCNICAS DE ENSAIO EM ALTA FREQUÊNCIA

Nesta seção são apresentadas as técnicas utilizadas nos ensaios, em ambas as MATs, para as medições das grandezas de interesse. Os ensaios com o conversor de frequência foram realizados nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz.

#### 4.1.1 Técnicas Empregadas para Medição da Tensão de Modo Comum

A tensão de modo comum é medida entre o ponto de neutro dos enrolamentos do estator em relação à carcaça aterrada, como já mencionado. Na medição da forma de onda da tensão de modo comum utilizou-se uma ponteira de tensão, que possui uma frequência de corte de 250 MHz. Para a MAT de médio porte, mediu-se a tensão de modo comum nas velocidades de 1800 rpm e 900 rpm. Na MAT de pequeno porte, utilizou-se o mesmo procedimento, porém, nas velocidades de rotação de 3600 e 1800 rpm. As diferenças nas velocidades das MATs devem-se a polaridade das mesmas.

#### 4.1.2 Técnicas Empregadas para Medições das Tensões Impostas no Eixo

As técnicas de medições das tensões impostas no eixo das MATs são diferentes. Então, para a MAT de médio porte, o mancal dianteiro é curto-circuitado com a carcaça aterrada e o mancal traseiro é isolado para evitar descargas elétricas durante a medição da tensão imposta no eixo. Mede-se a tensão imposta no eixo entre a ponta dianteira do eixo e a carcaça aterrada. Para realizar o acoplamento entre a ponteira de tensão e o eixo, utiliza-se uma ponteira AEGIS, que possui cerdas de carbono em sua ponta (vide Figura 40). Emprega-se apenas essa ponteira AEGIS para não instalar uma escova de carbono na ponta de eixo dianteira da MAT.

Figura 40 – Técnica de ensaio da tensão imposta no eixo na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Na MAT de pequeno porte, com ambos os mancais isolados da carcaça, mede-se a tensão imposta no eixo entre a ponta de eixo dianteiro da MAT e a carcaça aterrada. Utiliza-se uma escova de carbono (vide Figura 41) por já se encontrar instalada.

Figura 41 – Técnica de medição da tensão imposta no eixo na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

#### 4.1.3 Técnicas de Medição das Correntes de Rolamento

As técnicas de medições das correntes de rolamento não são iguais nas MATs. Os mancais de ambas as MATs são isolados da carcaça por um material isolante e as pistas externas do rolamento são curto-circuitadas com a carcaça aterrada por um fio de cobre condutor, como já mencionado. O equipamento utilizado nos ensaios de ambas as MATs é uma bobina de Rogowski, que possui uma frequência de medição de 16 MHz e uma resolução de 2 A (vide foto na Figura 42). Em (Marinov P., 2005) se encontra conceitos, equacionamentos e o princípio de funcionamento da bobina de Rogowski).

Figura 42 – Bobina de Rogowski.



Fonte: O autor.

Na MAT de médio porte, os ensaios das correntes de rolamento foram feitos em três configurações distintas para verificar aquela que possui uma amplitude menor da corrente: i) com o mancal traseiro isolado, onde as correntes de rolamento foram medidas no mancal dianteiro, ii) com o mancal dianteiro isolado, onde as correntes de rolamento foram medidas no mancal traseiro e iii) com ambos os mancais não isolados, onde as correntes de rolamento foram medidas no mancal dianteiro. Excepcionalmente, mediu-se nas velocidades de 15, 100, 300, 600, 900, 1200, 1500 e 1800 rpm. A Figura 43 mostra uma foto da bobina de Rogowski com a qual foi medida a corrente de rolamento e a MAT de médio porte. A bobina está envolvendo o condutor de curto-circuito.

Figura 43 – Representação da utilização da bobina de Rogowski na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Na MAT de pequeno porte tentou-se simular experimentalmente as correntes de rolamento *EDM*. Porém, as correntes *EDM* possuem frequências superiores a frequência de medição da bobina de Rogowski, não se tendo um bom resultado de medição.

#### 4.1.4 Técnica de Medição da Tensão Induzida no Eixo

Sabe-se que no eixo das MATs podem ocorrer duas tensões de origem imposta pela tensão de modo comum e também uma tensão de origem induzida

através das correntes de modo comum e, não podem ser confundidas entre si, devido as tensões provocarem surgimentos de correntes de rolamento distintas. Então, neste ensaio apresenta-se a técnica utilizada para a medição da tensão induzida no eixo da MAT.

Para a medição da tensão induzida no eixo, necessita-se curto-circuitar a ponta de eixo traseira com a carcaça aterrada, conforme mostra a Figura 44 , e manter o rolamento dianteiro isolado, como proposto por (Chen et al., 1996). Assim, possibilitou-se a medição da tensão induzida no eixo, entre a ponta de eixo dianteiro e a carcaça aterrada, na velocidade de 900 rpm. Este ensaio foi realizado apenas na MAT de médio porte, pois as correntes de rolamento circulantes são predominantes nesta MAT (a amplitude da tensão induzida no eixo é maior quando comparada com a MAT de pequeno porte).

Figura 44 – Rolamento traseiro curto-circuitado.



Fonte: O autor.

#### 4.2 CABO DE ALIMENTAÇÃO 4X25 MM<sup>2</sup>

O cabo de alimentação (vide Figura 45), empregado para realizar a conexão entre os terminais de saída do conversor de frequência aos terminais de entrada da MAT de médio porte, foi desenrolado e esticado.

Figura 45 – Cabo de alimentação 4x25 mm<sup>2</sup> de 300 metros.

Fonte: O autor.

#### 4.2.1 Análise de Impedância do Cabo de Alimentação

São apresentados os resultados dos ensaios para o cabo de alimentação de 4x25 mm<sup>2</sup>. Neste item, os ensaios no cabo foram repetidos em dois dias seguidos, pois estava exposto à condições atmosféricas não controladas. As Tabelas 3 e 4 apresentam os valores dos parâmetros do cabo, conforme tratado em 3.2.2.

Tabela 3 – Valores dos parâmetros série de fase, dos parâmetros paralelo entre fase e dos parâmetros de sequência zero do cabo de alimentação de 4x25 mm<sup>2</sup> com 300 metros de comprimento.

Frequência (Hz)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$L_s$ ( $\mu\text{H}$ )	$C_{ab}$ (nF)	$R_{sg}$ ( $\Omega$ )	$L_{sg}$ ( $\mu\text{H}$ )	$C_{ag}$ (nF)
100	0,40	121,90	68,59	0,60	48,00	118,43
120	0,40	122,50	67,72	0,60	47,80	116,98
1000	0,50	114,05	58,28	0,61	57,96	99,19
10000	1,84	75,33	54,77	0,95	44,15	93,84
100000	15,40	86,00	95,84	10,93	49,58	173,30

Fonte: O autor.

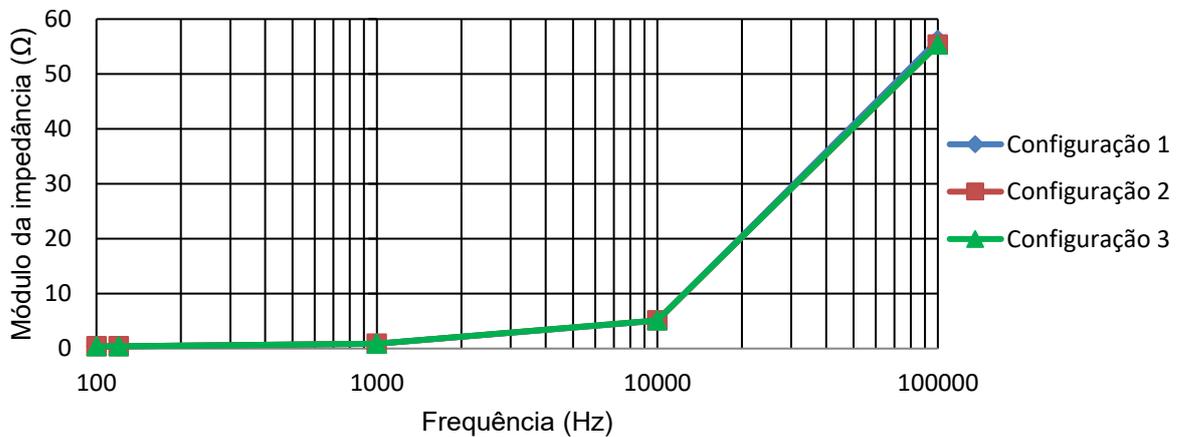
Tabela 4 – Valores dos parâmetros série para um condutor e dos parâmetros mútuos do cabo de alimentação de 4x25 mm<sup>2</sup> com 300 metros de comprimento.

Frequência (Hz)	$L_{ind}$ ( $\mu\text{H}$ )	$M_{AB}$ ( $\mu\text{H}$ )	$M_{AG}$ ( $\mu\text{H}$ )
100000	9,89	113,00	86,00

Fonte: O autor.

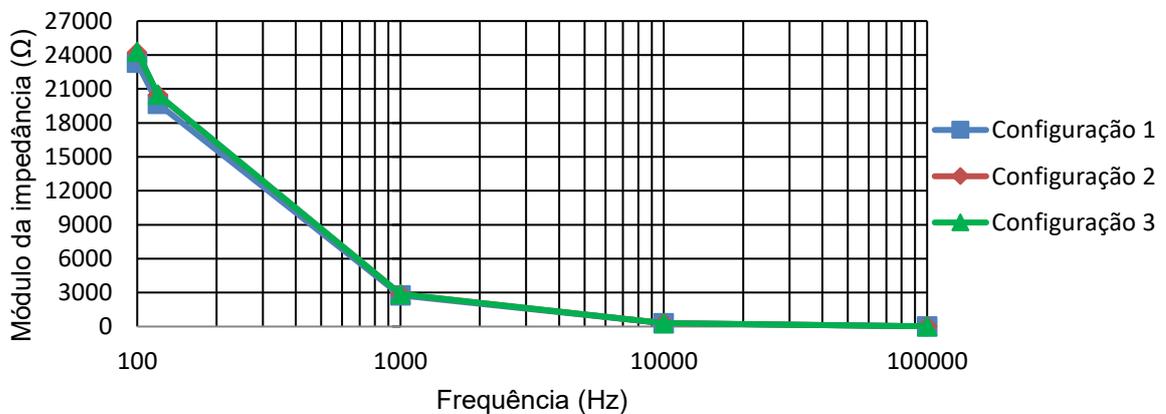
As Figuras 46 e 47 apresentam os módulos dos valores das impedâncias em função da frequência para os ensaios de curto-circuito e circuito aberto, respectivamente. Apresentando curvas para as três configurações de arranjos que representam os três estágios de comutação dos interruptores do conversor de frequência (vide Figuras 18 e 19). Os valores obtidos para cada configuração foram praticamente os mesmos. A partir destes resultados, conclui-se que o comportamento do cabo é uniforme na faixa de frequência investigada, isto é, o cabo apresenta uma simetria em todo o seu comprimento.

Figura 46 – Resposta em frequência dos parâmetros série de fase do cabo de alimentação 4x25 mm<sup>2</sup> com 300 metros de comprimento.



Fonte: O autor.

Figura 47 – Resposta em frequência dos parâmetros paralelos entre fases do cabo de alimentação 4x25 mm<sup>2</sup> com 300 metros de comprimento.



Fonte: O autor.

Levando em conta a simetria do cabo de alimentação, utilizam-se as Equações (3.5) a (3.8) para encontrar os valores dos parâmetros simétricos do cabo. Os valores dos parâmetros calculados são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Valores calculados dos parâmetros do cabo de alimentação 4x25 mm<sup>2</sup> de 300 metros.

$L_{s-eff}$	$C_{p-eff}$	$L_{0-eff}$	$C_{0-eff}$
12,00 $\mu$ H	307,20 nF	78,00 $\mu$ H	519,90 nF

Fonte: O autor.

### 4.3 ENSAIOS DA MAT DE MÉDIO PORTE

Nesta seção apresenta-se a MAT de médio porte (vide Figura 48), a tecnologia utilizada para isolar os rolamentos da carcaça e também as dimensões dos rolamentos empregados nesta MAT. Também são apresentados os resultados dos ensaios de impedância e as formas de onda e/ou valores das grandezas de interesse.

A MAT de médio porte possui uma potência de 132 kW, 4 polos, ligação em estrela, tensão de 380 V e corrente a vazio de 80 A. Esta MAT apresenta dois pontos de neutro que são curto-circuitados entre si.

Figura 48 – MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Os rolamentos utilizados na MAT de médio porte são de esferas, do fabricante SKF, modelos 6319 e 6316 para as pontas de eixo dianteira e traseira, respectivamente. Na Tabela 6, são apresentadas as dimensões dos rolamentos,

obtidos do catálogo do fabricante e, apenas o número de esferas e os diâmetros das próprias esferas são medidos.

Tabela 6 – Dimensões dos rolamentos 6319 e 6316.

Modelo do rolamento	Diâmetro interno (mm)	Diâmetro externo (mm)	Largura (mm)	Folga radial ( $\mu\text{m}$ )	Diâmetro da esfera (mm)	Número de esferas
6319	95,00	200,00	45,00	30,00 a 58,00	33,30	8
6316	80,00	170,00	39,00	25,00 a 51,00	28,56	8

Fonte: O autor.

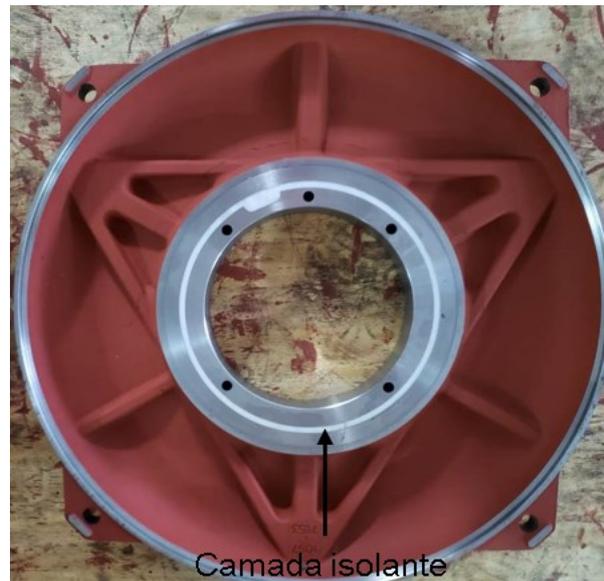
Conforme apresentado no item 3.4.4, calcula-se as larguras de contato para ambos os rolamentos. Também se calcula os ângulos de contato entre as esferas e as superfícies das pistas de rolamento. A Figura 49 a) apresenta uma foto do rolamento traseiro SKF 6316 C3 utilizado. Os rolamentos são isolados da carcaça pela utilização de tampas isoladas. A Figura 50 apresenta uma foto de uma tampa isolada.

Figura 49 – Rolamento traseiro 6316 C3.



Fonte: O autor.

Figura 50 – Tampa isolada.



Fonte: O autor.

#### 4.3.1 Análise de Impedância da MAT de Médio Porte

Antes dos resultados de impedância da MAT médio porte serem abordados, verificou-se a influência da utilização da tampa através dos ensaios com as configurações da Figura 28. Foram realizados quatro ensaios com arranjos diferentes: i) rolamento dianteiro isolado e rolamento traseiro curto-circuitado com a carcaça, ii) rolamento traseiro isolado e rolamento dianteiro curto-circuitado com a carcaça, iii) ambos os rolamentos curto-circuitados com a carcaça e iv) ambos os rolamentos isolados da carcaça. Verificou-se que os valores dos parâmetros do circuito elétrico de alta frequência da MAT não apresentaram variações significativas. Define-se como referência a configuração "iii) ambos os rolamentos curtos-circuitados com a carcaça", pois o circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT utilizado nas simulações numéricas não consideram capacitâncias do material isolante da tampa em série com a capacitância de rolamento dianteira ( $C_{b,DE}$ ) ou traseira ( $C_{b,NDE}$ ). A Figura 51 apresenta uma foto da MAT de médio porte com ambos os rolamentos curtos-circuitados com a carcaça.

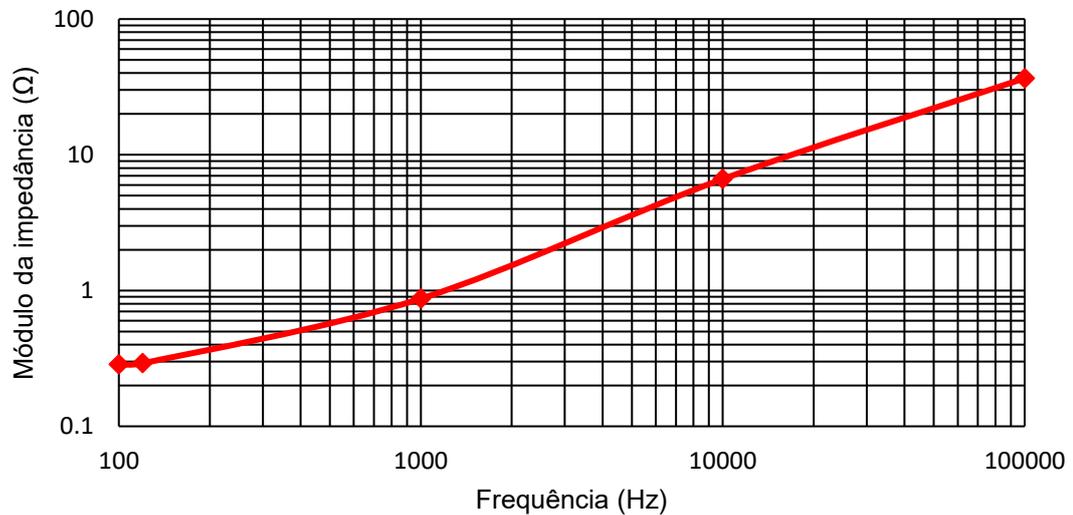
Figura 51 – Configuração com ambos os rolamentos não isolados.



Fonte: O autor.

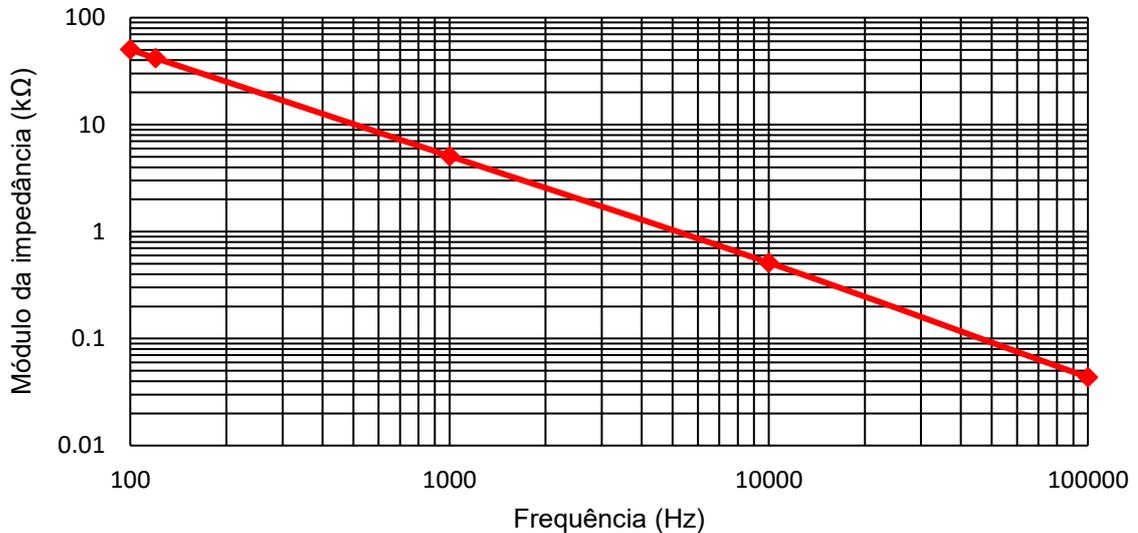
Realizou-se os ensaios das configurações da Figura 28, a) dos enrolamentos do estator em relação ao neutro e b) de modo comum. Portanto, pode-se apresentar o comportamento da impedância em função da frequência para ambos ensaios nas Figuras 52 e 53, respectivamente.

Figura 52 – Ensaio da impedância em função da frequência dos enrolamentos do estator em relação ao neutro da MAT médio porte.



Fonte: O autor.

Figura 53 – Ensaio da impedância em função da frequência de modo comum da MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Observando os resultados de ensaios de modo comum realizados nas MATs por (Boglietti et al., 1999), as MATs apresentam uma resposta de comportamento indutivo entre as frequências de 10 e 100 kHz, como pode ser visto no APENDICE B. No presente trabalho, este comportamento não foi verificado na Figura 53, possivelmente porque não houve pontos medidos dentro desta faixa (o analisador *RLC* utilizado mede apenas os pontos de 10 e 100 kHz).

#### 4.3.1.1 Apresentação dos Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico Equivalente de Alta Frequência da MAT de Médio Porte

No capítulo anterior, mostrou-se como são calculados os valores dos parâmetros do circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT. Neste presente item, utilizam-se as Equações (3.9) à (3.13) e nas frequências de 120 Hz, 1 e 10 kHz foram calculados os valores dos parâmetros, bem como, das capacitâncias ( $C_g$ ), das indutâncias de dispersão de alta frequência ( $L_{dHF}$ ) e das resistências que representam os efeitos de correntes de Foucault no ferro ( $R_e$ ). Os valores dos parâmetros obtidos em cada frequência foram comparados entre si e verificou-se uma diferença máxima de 2 %. Portanto, foi escolhido a frequência de 120 Hz para que sejam calculados os valores dos parâmetros do circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT (Mello, 2004). O valor da capacitância ( $C_g$ ), da frequência de ressonância ( $f_{ressonância}$ )

da MAT, da resistência ( $R_e$ ), da indutância de dispersão de alta frequência ( $L_{dHF}$ ) e da resistência da carcaça ( $R_f$ ) são apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 – Valores calculados dos parâmetros do circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT de médio porte.

$C_g$	$f_{ressonância}$	$R_e$	$L_{dHF}$	$R_f$
5,27 nF	116,30 kHz	151,50 $\Omega$	0,35 mH	20,00 $\Omega$

Fonte: O autor.

A capacitância entre espiras ( $C_t$ ) foi negligenciada conforme explicado no item 3.3.1.1. Portanto, ( $C_t$ ) não é calculada. Para o cálculo da frequência de ressonância, utiliza-se o valor da indutância de dispersão do estator obtida no ensaio de rotor bloqueado ( $L_d = 7,094E^{-4} H$ ). Na MAT de médio porte, o valor da frequência de ressonância é maior do que a última frequência medida ( $f_m$ ). Então, estima-se o valor do módulo da impedância dos enrolamentos do estator em relação ao neutro ( $Z_{wn(ressonância)}$ ) na frequência de ressonância encontrada conforme explicado no item 3.3.1.1. Para a resistência da carcaça ( $R_f$ ) foi adotado um valor igual de 20  $\Omega$  (Muetze, 2004).

#### 4.3.2 Apresentação das Formas de Onda de Tensões e Correntes

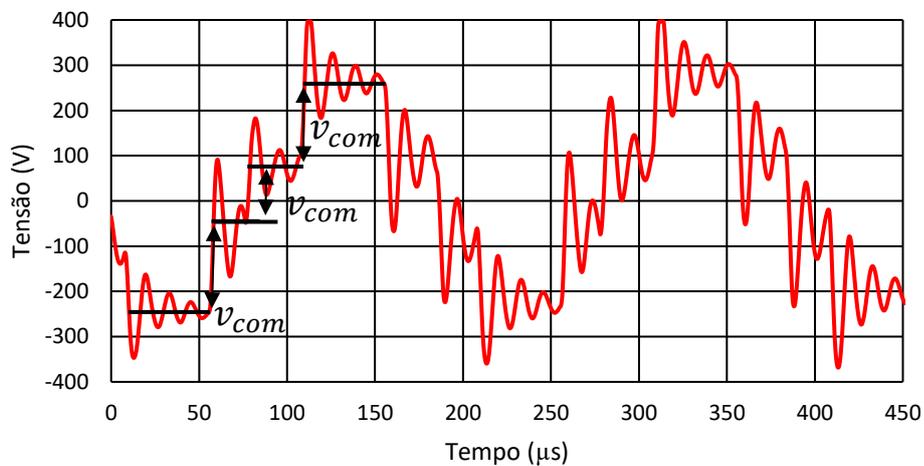
Nesta seção são apresentados e analisados resultados experimentais, tais como tensões de modo comum, tensões impostas no eixo, correntes de rolamento e tensões induzidas no eixo.

##### 4.3.2.1 Apresentação das Formas de Onda das Tensões de Modo Comum Medidas na MAT de Médio Porte

Para a obtenção da forma de onda da tensão de modo comum na MAT, segue-se o método apresentado em 4.1.1. Na Figura 54, apresenta-se a forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 900 rpm. Acrescentou-se segmentos de retas na forma de onda procurando definir os patamares. Observa-se que os patamares não possuem as mesmas amplitudes e nem as mesmas larguras de tempo, como se esperava idealmente. Sabe-se que a tensão de modo comum é gerada pela utilização do conversor de frequência no acionamento da MAT e que o processo de modulação não

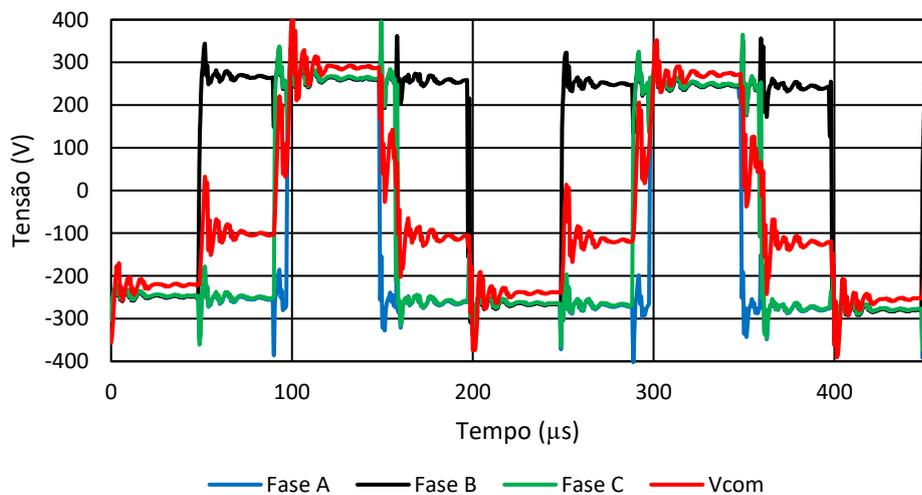
é ideal. Na Figura 55, apresenta-se as formas de onda das tensões de fase nos terminais de saída conversor e a forma de onda da tensão de modo comum. Nota-se que as comutações não ocorrem de maneira simétrica, fazendo os patamares da tensão de modo comum não serem simétricos. Percebe-se também que os picos das oscilações são maiores na forma de onda da tensão de modo comum do que nas formas de onda das tensões de saída do conversor.

Figura 54 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

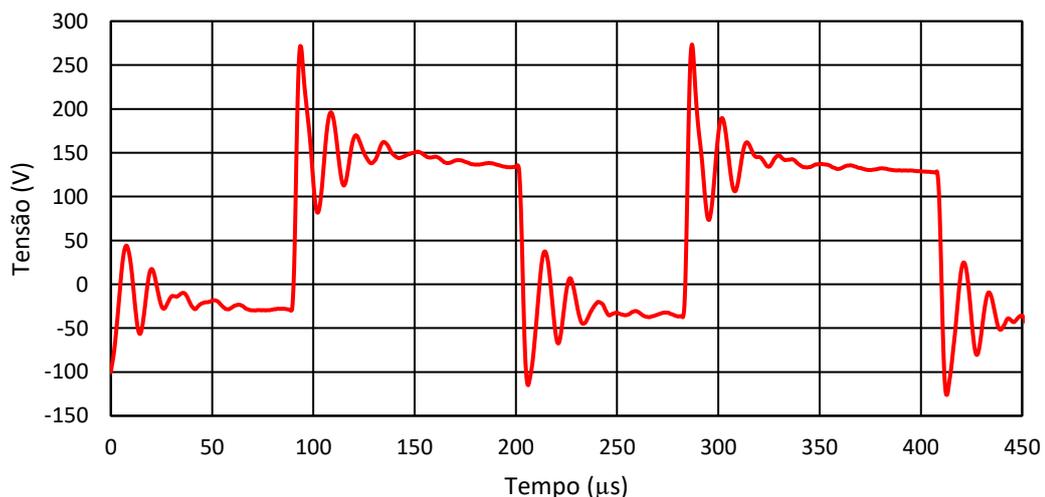
Figura 55 – Forma de onda das tensões de fase A, B, C e da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e 900 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

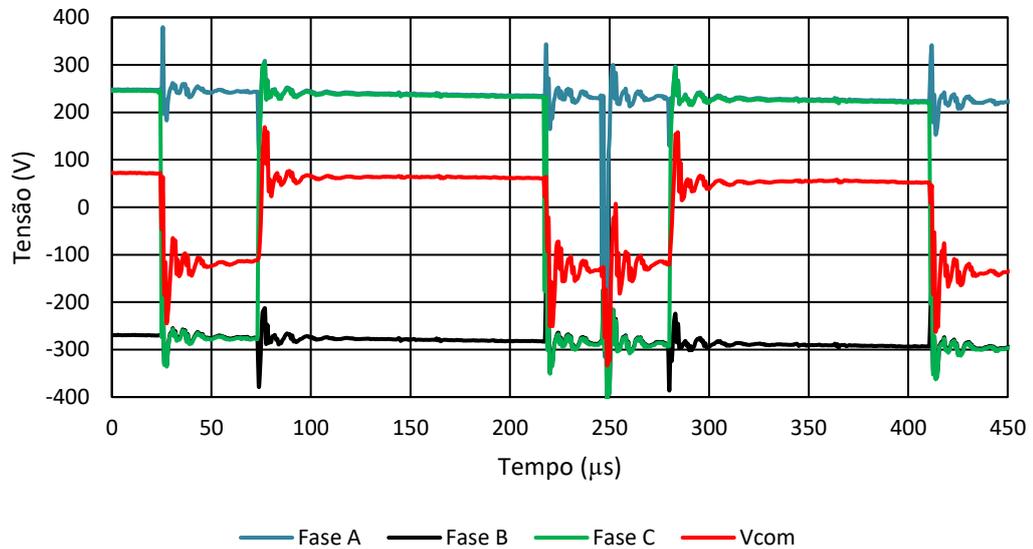
A Figura 56 apresenta a forma de onda da tensão de modo comum para a velocidade de rotação de 1800 rpm. Observa-se que ocorre uma mudança na forma de onda, possuindo apenas dois níveis. Na Figura 57 são apresentadas as formas de onda das tensões de fases. Neste intervalo de tempo, as tensões das fases A e B permanecem sem praticamente ocorrer comutação, enquanto que só a fase C é comutada, então, a forma de onda da tensão de modo comum terá suas variações, neste intervalo de tempo, apenas por causa da variação da amplitude da tensão da fase C, origina-se a tensão de modo comum. Utiliza-se a Equação (2.5) para calcular a amplitude dos patamares da tensão de modo comum e, verifica-se que a amplitude do patamar na tensão de modo comum é proporcional a variação da tensão da fase que está sendo comutada. Para justificar a mudança na forma de onda da tensão de modo comum, são medidas as tensões de linha (entre os terminais A e B do conversor de frequência) na frequência de comutação de 5 kHz e nas velocidades de rotação de 1800 e 900 rpm. As Figuras 58 e 59 apresentam os ensaios realizados, respectivamente. Apesar das típicas imperfeições do processo de comutação, a Equação (2.5) é válida. Porém, quando há sobremodulação (vide Figura 58), como neste caso apresentado nas Figuras 56 e 57, esta equação não é válida.

Figura 56 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

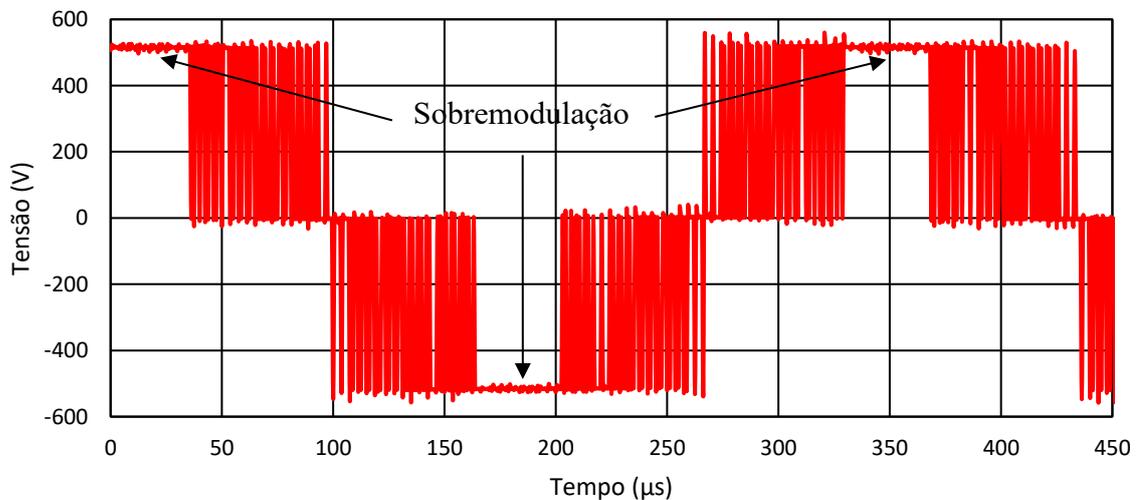
Figura 57 – Formas de ondas das tensões de fase A, B, C e da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de 1800 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

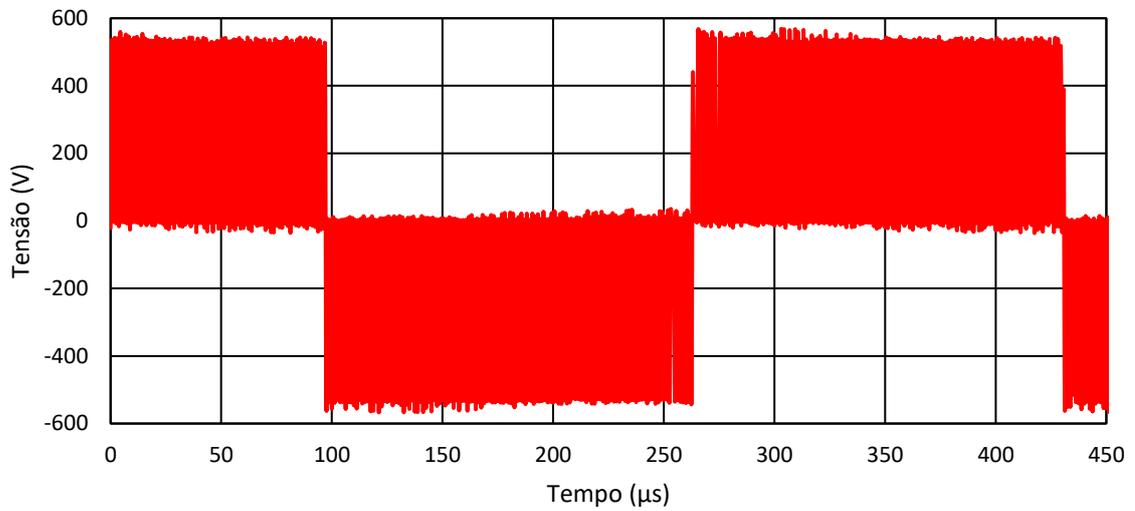
A Figura 58 apresenta uma forma de onda da tensão de linha (entre as fases A e B de saída do conversor de frequência) quando ocorre a sobremodulação do conversor de frequência e a Figura 59 quando não há sobremodulação.

Figura 58 – Forma de onda da tensão medida entre as fases A e B na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

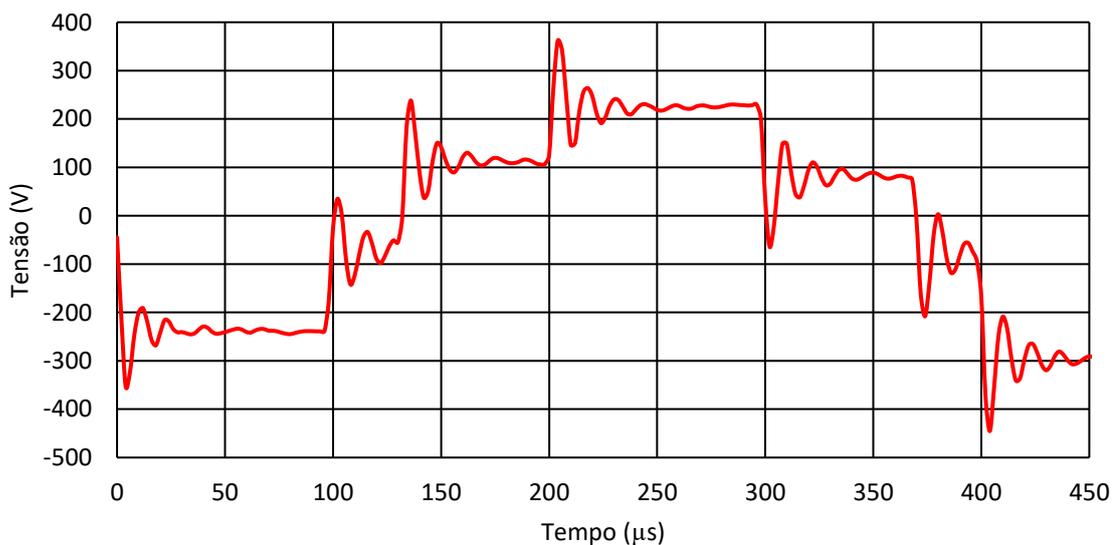
Figura 59 – Forma de onda da tensão medida entre as fases A e B na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

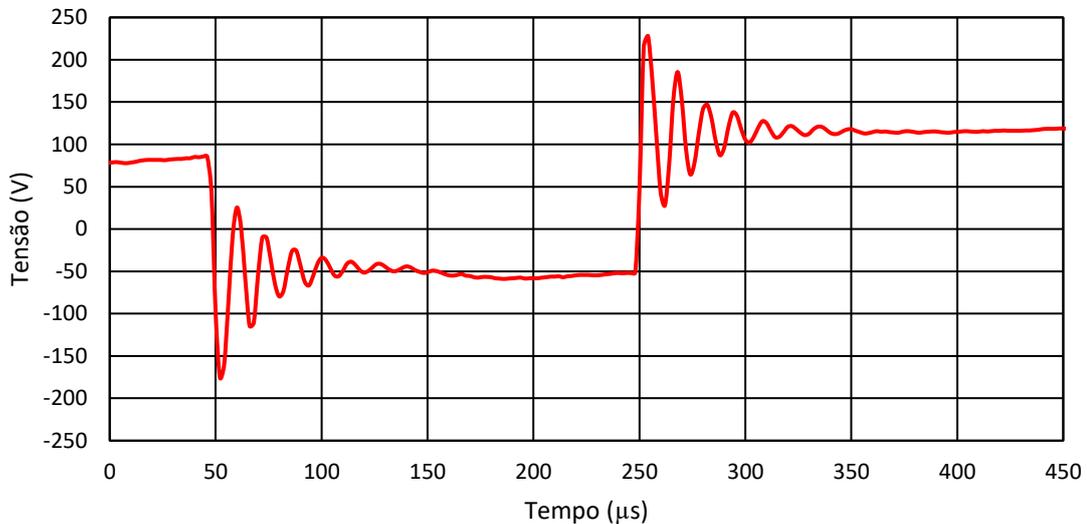
As Figuras 60 e 61 apresentam as formas de onda da tensão de modo comum nas velocidades de 900 e 1800 rpm, mas na frequência de comutação em 2,5 kHz, mostrando que a frequência de comutação não afetou a questão da sobremodulação.

Figura 60 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Figura 61 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

A Tabela 8 apresenta os valores das amplitudes dos patamares da tensão de modo comum obtidos nas formas de ondas apresentadas nas Figuras 54, 56, 60 e 61. Estes valores serão utilizados posteriormente para estimar as amplitudes dos patamares na forma de onda das tensões impostas no eixo. Escolheu-se os valores dos patamares de menores amplitudes, por estarem mais próximos dos valores esperados.

Tabela 8 – Variações nas amplitudes dos patamares na tensão de modo comum em função da velocidade de rotação e frequência de comutação na MAT de médio porte.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b><math>v_{com}</math> medida</b>
2,50 kHz	900 rpm   1800 rpm	130 V   150 V
5,00 kHz	900 rpm   1800 rpm	165 V   160 V

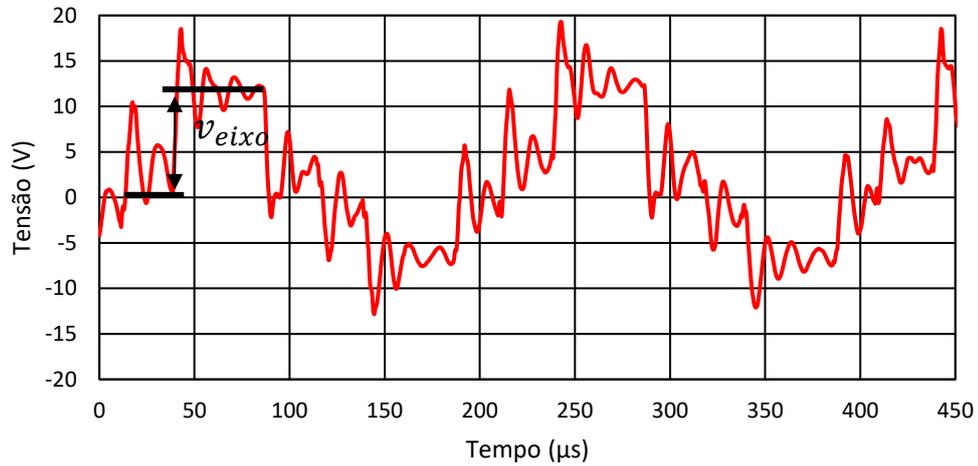
Fonte: O autor.

#### 4.3.2.2 Medições das Tensões Impostas no Eixo na MAT de Médio Porte

Na MAT de médio porte, as formas de onda das tensões impostas no eixo são medidas seguindo os métodos discutidos no item 4.1.2. A Figura 62 apresenta a forma de onda da tensão imposta no eixo na MAT na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de 900 rpm. As diferenças apresentadas nas amplitudes dos patamares na forma de onda da tensão de modo comum (vide Figuras 54, 56, 60 e 61) são

transmitidas para as amplitudes dos patamares das formas de onda das tensões impostas no eixo, conforme mencionado no item 2.2.2.

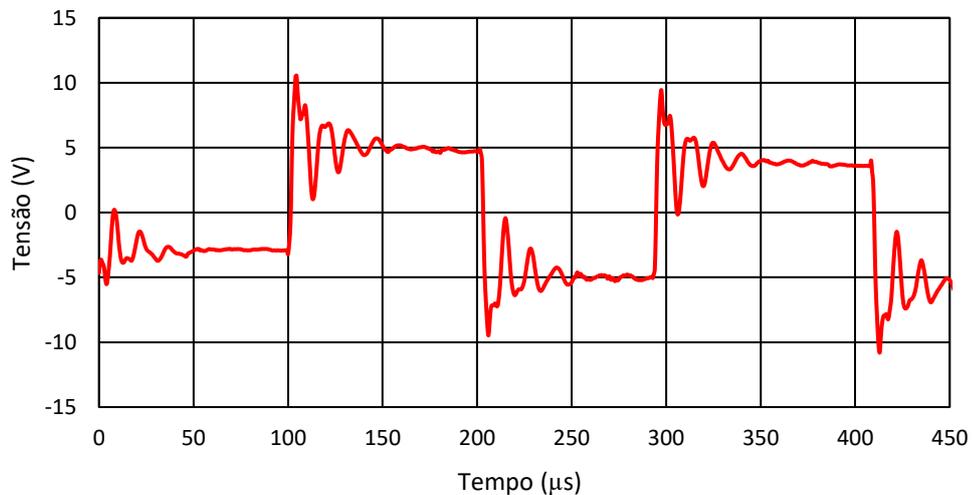
Figura 62 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Na Figura 63, apresenta-se a forma de onda da tensão imposta no eixo na velocidade de 1800 rpm, onde também nota-se amplitudes diferentes dos patamares da forma de onda na tensão imposta no eixo.

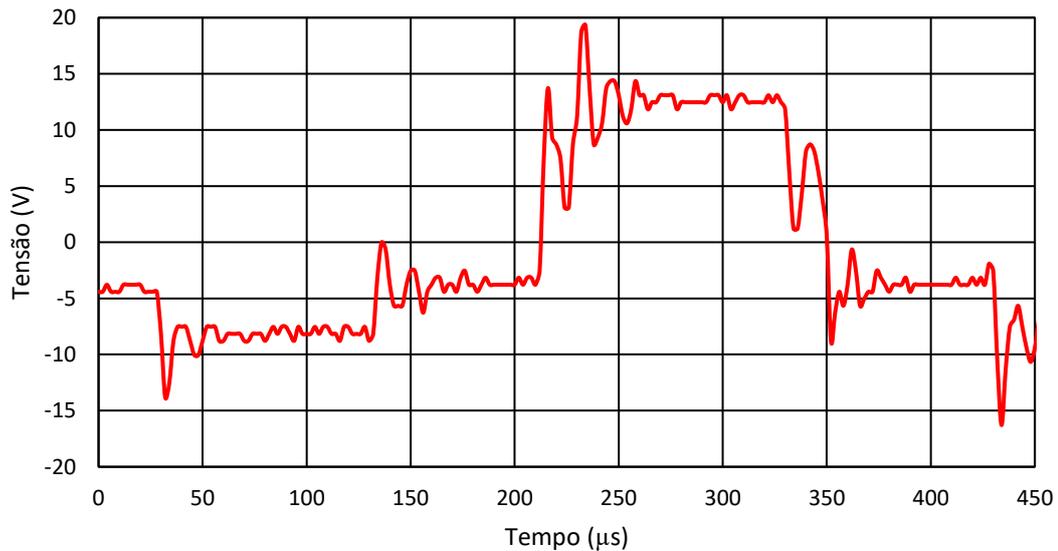
Figura 63 – Forma de onda tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

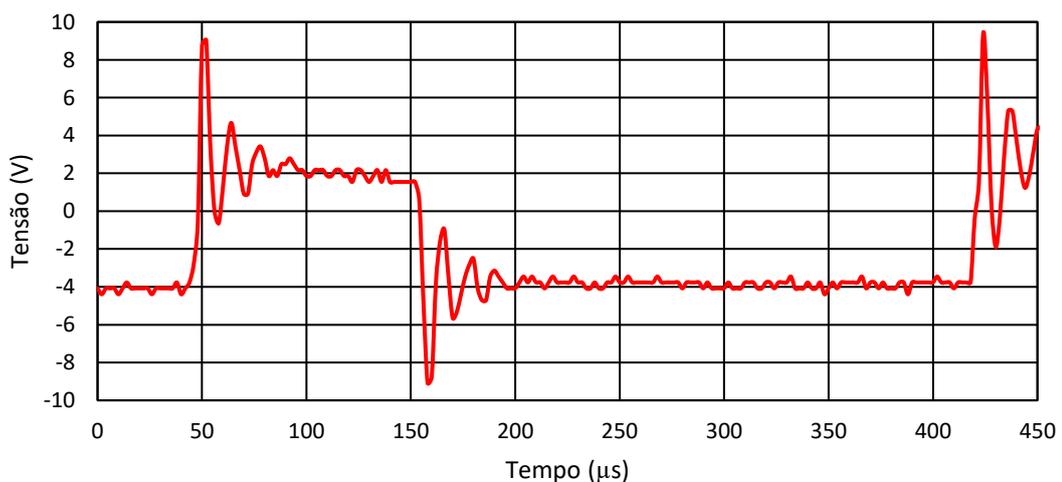
As formas de onda das tensões impostas no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz nas velocidades de 900 e 1800 rpm são apresentadas nas Figuras 63 e 64, respectivamente.

Figura 64 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz e velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Figura 65 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz e velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Na Tabela 9, apresenta-se os valores obtidos das amplitudes dos patamares nas formas de onda das tensões impostas no eixo mostradas nas Figuras 62, 63, 64

e 65. Estes valores serão utilizados para comparações que serão realizadas no item 4.3.6. Novamente, escolheu-se os valores dos patamares de menores amplitudes por estarem mais próximos dos valores esperados.

Tabela 9 – Variações das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo em função da velocidade de rotação e frequência de comutação na MAT de médio porte.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b><math>v_{eixo}</math> medida</b>
2,50 kHz	900 rpm   1800 rpm	5,00 V   6,00 V
5,00 kHz	900 rpm   1800 rpm	5,00 V   7,50 V

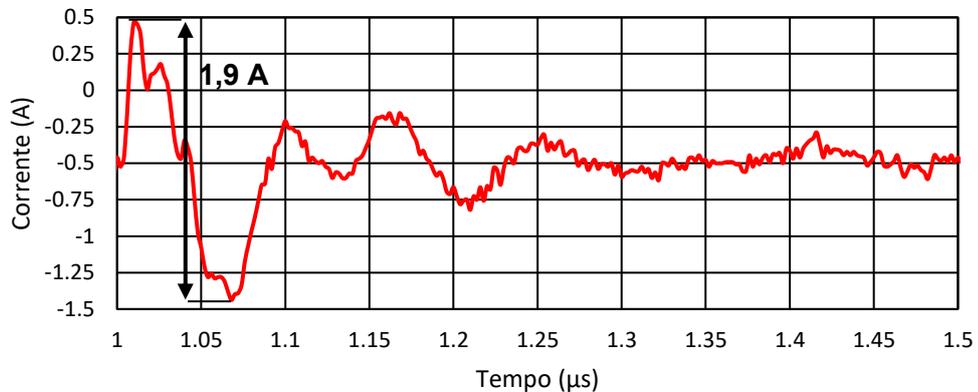
Fonte: O autor.

#### 4.3.2.3 Apresentação das Formas de onda das Correntes de Rolamento Medidas na MAT de Médio Porte

Nas medições das correntes de rolamento na MAT de médio porte são seguidos os procedimentos conforme discutido no item 4.1.3. Em (Muetze, 2004), as correntes de rolamento circulantes são predominantes em MATs nesta faixa de potência. Como mencionado anteriormente, as correntes de rolamento circulantes compartilham o mesmo caminho de circulação que as correntes de modo comum, através do núcleo do estator, conseqüentemente apresentam a mesma forma de onda das correntes de modo comum, porém, com amplitudes menores.

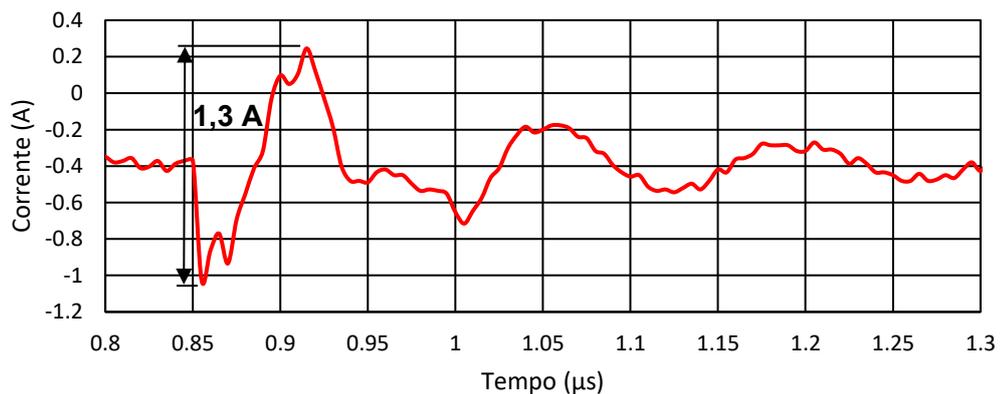
Nas Figuras 66 e 67 apresentam as formas de onda das correntes de rolamento circulantes, obtidas na velocidade de 900 rpm na configuração com ambos os mancais curtos-circuitados com a carcaça, nas frequências de comutação do conversor de frequência de 5 kHz e 2,5 kHz, respectivamente. As correntes de rolamento circulantes foram medidas na ponta dianteira do eixo da MAT. Observado na Figura 66, a amplitude de pico a pico da corrente de rolamento circulante é praticamente 1,9 A e na Figura 67 a amplitude de pico a pico da corrente de rolamento circulante é próxima de 1,3 A. Para estas medições, a frequência de comutação do conversor pode afetar as amplitudes das correntes de rolamento circulantes.

Figura 66 – Forma de onda da corrente de rolamento circulante na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 900 rpm, na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Figura 67 – Forma de onda da corrente de rolamento circulante na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 900 rpm, na MAT de médio porte.



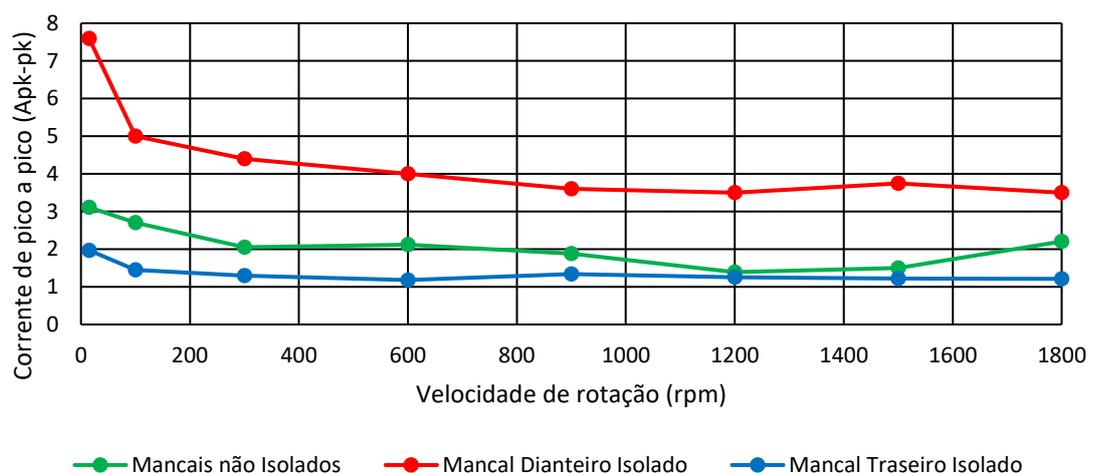
Fonte: O autor.

#### 4.3.2.3.1 Influência da Isolação dos Mancais nas Amplitudes das Correntes de Rolamento

Neste item e, como mencionado no item 4.1.3, são analisadas as amplitudes das correntes de rolamento em função das configurações de isolamento dos rolamentos da carcaça e também em função da frequência de comutação do conversor. O objetivo deste ensaio é investigar qual das configurações proporciona a maior a redução das correntes de rolamento na MAT, a fim do gerar subsídios para a instalação da MAT para atenuar os efeitos danosos de tais correntes. As configurações empregadas no presente ensaio são: i) com o rolamento traseiro isolado da carcaça, onde as correntes de rolamento são medidas na ponta dianteira

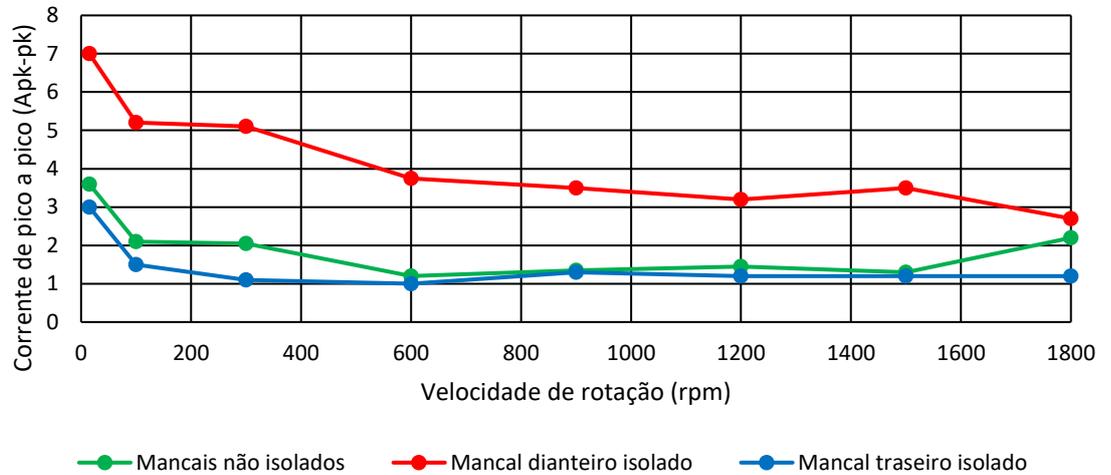
da MAT (representada pelas curvas da linha na cor azul nas Figuras 68 e 69), ii) com o mancal dianteiro isolado da carcaça, onde as correntes de rolamento são medidas no rolamento traseiro (curvas da linha na cor vermelha) e iii) com ambos os rolamentos curtos-circuitados com a carcaça, onde as correntes de rolamentos são medidas no rolamento dianteiro (curvas com linha na cor verde). Nas Figuras 68 e 69, respectivamente nas frequências de comutação do conversor de 5 kHz e 2,5 kHz, apresenta-se as amplitudes de pico a pico das correntes de rolamento MAT de médio porte, para cada configuração em função da velocidade. Com base nestes ensaios, a velocidade da MAT possui influência nas amplitudes das correntes de rolamento, possivelmente devido à espessura do filme de graxa lubrificante apresentar uma menor espessura em baixas velocidades. Contrariamente ao apresentado no item anterior (lá tem-se apenas um resultado de medição pontual para cada frequência) e nota-se que a frequência de comutação do conversor de frequência não possui influência significativa sobre as amplitudes das correntes de rolamento. As amplitudes em ambos os ensaios possuem valores que são praticamente próximos para uma mesma velocidade. Por estes ensaios, a configuração “i) com o rolamento traseiro isolado da carcaça” resultou em menores amplitudes de correntes de rolamento na MAT quando comparado com as outras configurações.

Figura 68 – Amplitudes das correntes de rolamento em função da velocidade de rotação, na frequência de comutação de 5 kHz.



Fonte: O autor.

Figura 69 – Amplitudes das correntes de rolamento em função da velocidade de rotação, na frequência de comutação de 2,5 kHz.

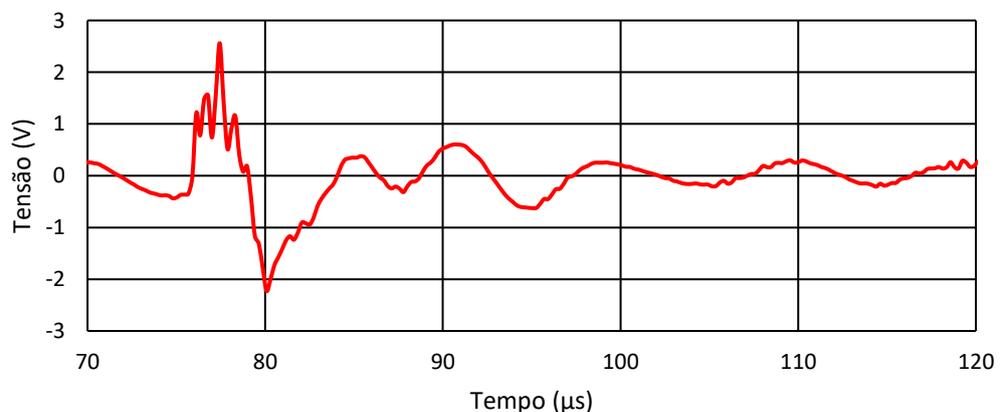


Fonte: O autor.

#### 4.3.2.4 Apresentação da Forma de onda Medida da Tensão Induzida no Eixo na MAT Médio Porte

O método de ensaio utilizado para a medição da tensão induzida no eixo é apresentado no item 4.1.4. Neste ensaio, não se utilizou o cabo de alimentação de 4x25 mm<sup>2</sup> com comprimento de 300 metros, foram empregados cabos individuais de 5 metros de comprimento para cada fase e também à terra. Na Figura 70 apresenta-se uma forma de onda da tensão induzida no eixo em relação à carcaça na frequência de comutação de 5 kHz.

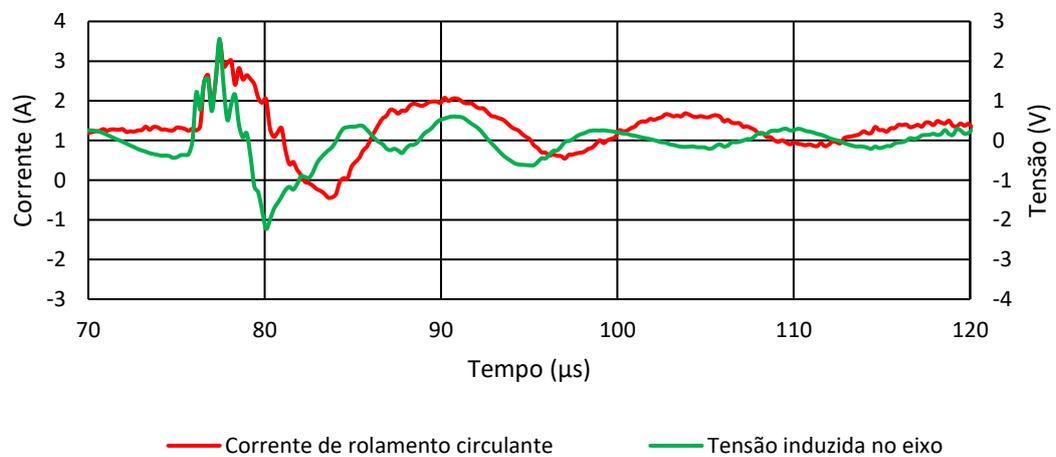
Figura 70 – Forma de onda da tensão induzida no eixo na frequência de comutação de 5 kHz, em velocidade de rotação de 900 rpm na MAT de médio porte.



Fonte: O autor.

Na Figura 71, compara-se a forma de onda da tensão induzida com uma forma de onda da corrente de rolamento circulante apresentada no item 4.3.2.3.1. Ambas as formas de ondas foram medidas com cabos de alimentação diferentes e também em dias diferentes. Nota-se que os formatos são semelhantes. Assim, mostra-se que o cabo de alimentação não apresenta influência significativa sobre a tensão induzida no eixo.

Figura 71 – Comparação da forma de onda da tensão induzida no eixo com a forma de onda da corrente de rolamento circulante na frequência de comutação de 5 kHz.



Fonte: O autor.

#### 4.3.3 Apresentação dos Valores das Capacitâncias Parasitas Medidas

As capacitâncias parasitas típicas da MAT de médio porte foram obtidas por meio de medições nas frequências de 1 e 10 kHz, aplicando os procedimentos da seção 3.4. Como tratado no item 3.4.1, o rotor foi removido da MAT e pode-se apresentar na Figura 72 uma foto da MAT de porte médio com o rotor removido. Na Tabela 10 são apresentados os valores obtidos das capacitâncias parasitas típicas da MAT nas duas frequências de medição, e a diferença relativa percentual entre elas tomando com referência à medição em 1 kHz. Praticamente, não houve diferenças significativas, a não ser para a capacitância dos enrolamentos para o rotor ( $C_{wr}$ ) que foi 62,5% maior em 10 kHz do que o valor em 1 kHz. O valor desta capacitância é determinado utilizando o valor de ( $C_{wf-total}$ ), o qual é cerca de 300 vezes maior do que o valor de ( $C_{wr}$ ) para esta MAT. Assim, qualquer imprecisão da determinação de

( $C_{wf-total}$ ), impacta significativamente na determinação do valor de ( $C_{wr}$ ). Este fato sinaliza a necessidade de estudos adicionais aprofundados sobre esta questão. Os valores das capacitâncias parasitas medidas serão comparados com os valores calculados por parâmetros de projeto no item 4.3.5.

Figura 72 – MAT de médio porte com o circuito do rotor removido.



Fonte: O autor.

Tabela 10 – Valores das capacitâncias parasitas medidos na MAT de médio porte e suas diferenças percentuais.

<b>Frequência</b>	<b>1 kHz</b>	<b>10 kHz</b>	<b>Diferença (%)</b>
$C_{wf-total}$	31,33 nF	30,98 nF	1,10 %
$C_{wr}$	0,08 nF	0,13 nF	62,50 %
$C_{ins}$	3,48 nF	3,33 nF	4,30 %
$C_{rf}$	1,35 nF	1,36 nF	0,80 %
$C_{b_{DE}}$	997,30 pF	927,10 pF	7,00 %
$C_{b_{NDE}}$	598,30 pF	581,10 pF	2,90 %

Fonte: O autor.

#### 4.3.4 Apresentação dos Valores Calculados das Capacitâncias Parasitas por Parâmetros de Projeto da MAT de Médio Porte

As capacitâncias parasitas típicas da MAT foram calculadas pelos parâmetros de projeto da MAT conforme seção 3.4, utilizando as Equações (3.15) à (3.30). Para encontrar o valor da capacitância ( $C_{wf-total}$ ), multiplica-se o valor da capacitância por fase ( $C_{wf}$ ) calculada pelo número de fases da MAT. Na Tabela 11, apresenta-se os valores dos parâmetros de projetos utilizados para os cálculos. A Tabela 12 apresenta os valores das capacitâncias parasitas calculadas.

Tabela 11 – Valores dos parâmetros de projeto utilizados nos cálculos das capacitâncias parasitas na MAT de médio porte.

$e_{isolament\_ranhura}$	0,37 mm	$\delta$	1,4 mm
$F_c$	0,75	$N_{esferas}$	8
$k_f$	0,35	$R_{esfera\_16}$	14,28 mm
$D_{fundo\_ranhura}$	258,56 mm	$R_{esfera\_19}$	16,65 mm
$N_1$	72,00	$F_{radial\_16}$	25,00 $\mu$ m
$b_{01}$	4,00 mm	$F_{radial\_19}$	30,00 $\mu$ m
$h_{01}$	1,00 mm	$\epsilon_0$	8, 854x10 <sup>-12</sup> F/m
$h_{e21} + e_{isolament\_ranhura}$	0,74 mm	$\epsilon_{r1}$	1,27
$D_{e2}$	347,20 mm	$\epsilon_{r2}$	1,27
$l_{Ferro}$	210,00 mm	$\epsilon_{r3}$	3,5

Fonte: O autor.

Tabela 12 – Valores calculados das capacitâncias parasitas na MAT de médio porte.

$C_{wf-total}$	$C_{wr}$	$C_{rf}$	$C_{b\_DE}$	$C_{b\_NDE}$
31,31 nF	0,17 nF	1,36 nF	957,00 pF	591,40 pF

Fonte: O autor.

#### 4.3.5 Comparações dos Valores das Capacitâncias Parasitas Típicas da MAT de Médio Porte

No presente item, a Tabela 13 apresenta a comparação entre os valores medidos e calculados, mostra-se também as diferenças percentuais relativas das capacitâncias parasitas, tomando como referência os valores das capacitâncias calculadas por parâmetros de projeto.

Tabela 13 – Comparações dos valores calculados e medidos das capacitâncias parasitas na MAT de médio porte e suas diferenças percentuais.

Capacitâncias Parasitas	Capacitâncias calculadas por parâmetros de projeto	Medição das capacitâncias na frequência de medição de 1 kHz	Medição das capacitâncias na frequência de medição de 10 kHz	Diferença (%) entre as capacitâncias medidas na frequência de 1 kHz e calculadas	Diferença (%) entre as capacitâncias medidas na frequência de 10 kHz e calculadas
$C_{wf-total}$	31,31 nF	31,33 nF	30,98 nF	0,06 %	1,05 %
$C_{wr}$	0,17 nF	0,08 nF	0,13 nF	54,00 %	23,53 %
$C_{rf}$	1,36 nF	1,35 nF	1,36 nF	0,73 %	-
$C_{b,DE}$	957,00 pF	997,30 pF	927,10 pF	4,21 %	3,12 %
$C_{b,NDE}$	591,40 pF	598,30 pF	581,10 pF	1,17 %	1,74 %

Fonte: O autor.

Encontrou-se a maior diferença relativa de 54 % no valor da capacitância entre os enrolamentos do estator e o rotor ( $C_{wr}$ ) medida na frequência de 1 kHz. Isso ocorreu provavelmente devido a uma imprecisão na estimativa do valor da permissividade do material isolante aplicado no fechamento da ranhura. Outro motivo que pode influenciar no valor calculado de ( $C_{wr}$ ) é por não considerar na Equação (3.17) os enrolamentos do estator. Para a diferença percentual relativa de 23,53 % que foi encontrada no valor da capacitância ( $C_{wr}$ ) medida na frequência de 10 kHz, provavelmente deve-se a alguma imprecisão na determinação de seu valor por uma influência de fenômenos variantes na frequência, alterando seu valor. Os outros valores medidos e calculados das capacitâncias parasitas da MAT não apresentam diferenças significativas, isto é, apresentam boa concordância.

#### 4.3.6 Apresentação dos Valores de $BVR$ na MAT de Médio Porte

Utilizou-se a Equação (2.6) e os valores das capacitâncias parasitas medidas (Tabela 10) para calcular as relações de tensões no rolamento ( $BVR$ ) nas frequências de medição de 1 e 10 kHz. Os valores de ( $BVR$ ) encontrados para as respectivas frequências são: ( $BVR_{1kHz}$ ) igual a 0,026 e ( $BVR_{10kHz}$ ) igual a 0,043. As amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo são calculadas pelos ( $BVR_{1kHz}$ ) e ( $BVR_{10kHz}$ ) e, utilizou-se os valores medidos das amplitudes dos patamares na tensão de modo comum nas velocidades de 900 e 1800 rpm nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz que foram mostrados na Tabela 8. Apresenta-se nas Tabela 14 os valores das

amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo calculado pelos ( $BVR_{1kHz}$ ) e ( $BVR_{10kHz}$ ).

Tabela 14 – Valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo obtidos através do  $BVR$  calculado com os valores das capacitâncias medidas na MAT de médio porte.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b><math>v_{eixo}</math> calculados para a frequência de medição de 1 kHz</b>	<b><math>v_{eixo}</math> calculados para a frequência de medição 10 kHz</b>
2,50 kHz	900 rpm   1800 rpm	3,40 V   3,90 V	5,60 V   6,45 V
5,00 kHz	900 rpm   1800 rpm	4,30 V   4,20 V	7,10 V   6,9 V

Fonte: O autor.

Na Tabela 9 foram apresentados os valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo medidas nas velocidades de 900 e 1800 rpm nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz, portanto, toma-se como referência estes valores que são comparados com os valores obtidos na Tabela 14. Assim, pode-se apresentar na Tabela 15 as diferenças percentuais relativas das amplitudes dos patamares nas tensões imposta no eixo. Encontrou-se a maior diferença percentual de 44 %, quando foi comparado o valor medido da amplitude do patamar na tensão imposta no eixo (na velocidade de 1800 rpm e na frequência de comutação de 5 kHz) com o valor calculado de 4,20 V apresentado na Tabela 14.

Tabela 15 – Diferenças percentuais dos patamares das tensões impostas no eixo utilizando o  $BVR$  calculado pelas capacitâncias medidas.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b>Diferença (%) da <math>v_{eixo}</math> na frequência de medição de 1 kHz</b>	<b>Diferença (%) da <math>v_{eixo}</math> na frequência de medição de 10 kHz</b>
2,50 kHz	900 rpm   1800 rpm	32,00 %   35,00 %	12,00 %   7,50 %
5,00 kHz	900 rpm   1800 rpm	14,00 %   44,00 %	42,00 %   8,00 %

Fonte: O autor.

Calcula-se também o valor da relação de tensão no rolamento ( $BVR$ ) utilizando os valores das capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto. O valor encontrado para ( $BVR_{calculado\_132}$ ) foi de 0,0565 e, empregou-se os valores das amplitudes dos patamares da tensão de modo comum nas velocidades de 900 e 1800 rpm e nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz que foram

apresentadas na Tabela 8, para estimar as amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo para as respectivas frequências de comutação. Na Tabela 16 são apresentados os valores estimados/calculados das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo e as diferenças percentuais relativas, tomando como referência os valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo medidas para cada velocidade de rotação e para cada frequência de comutação.

Tabela 16 – Valores calculados da amplitudes dos patamares na tensões impostas no eixo utilizando o *BVR* obtido pelas capacitâncias calculadas por parâmetros de projeto da MAT de médio porte.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b>Diferença (%) da <math>v_{eixo}</math> estimada por parâmetros de projeto da MAT</b>
2,50 kHz	900 rpm   1800 rpm	47,00 %   41,25 %
5,00 kHz	900 rpm   1800 rpm	86,45 %   20,53 %

Fonte: O autor.

Encontrou-se a maior diferença percentual relativa de 86,45% na amplitude do patamar na tensão imposta no eixo estimada para a frequência de comutação de 5 kHz na velocidade de 900 rpm. Essas diferenças entre as amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo é causada principalmente devido pela diferença nos valores calculados da capacitância parasita entre enrolamentos do estator e o rotor ( $C_{wr}$ ), apresentados no item 4.3.5.

#### 4.3.7 Comparações entre Resultados Simulados e Experimentais

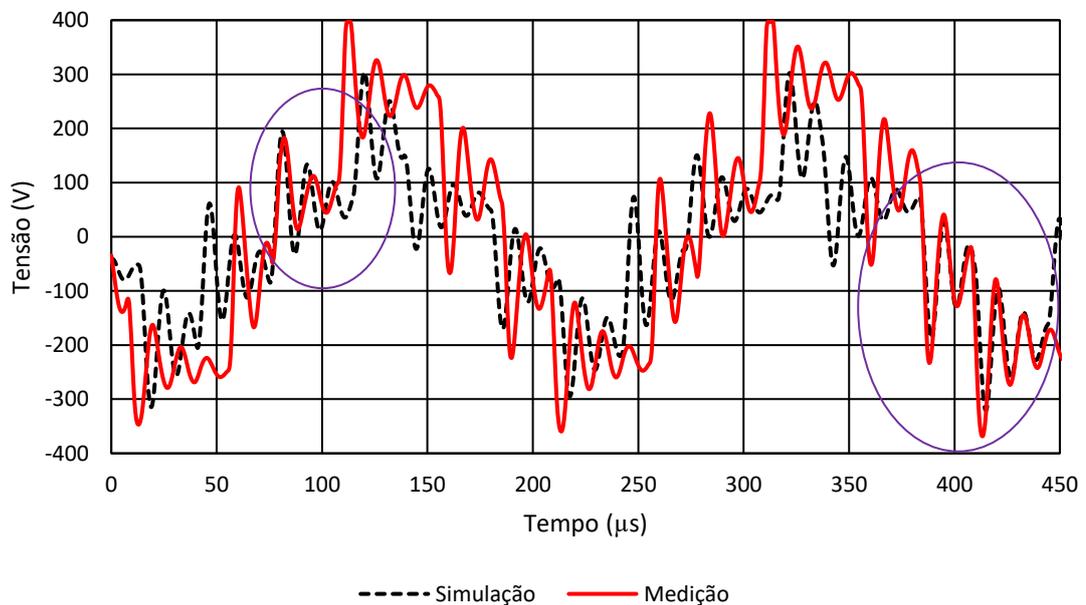
As simulações numéricas foram realizadas nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz utilizando os circuitos elétricos equivalentes de alta frequência do conversor na Figura 14, do cabo de alimentação na Figura 27, da MAT na Figura 29 e também de suas capacitâncias parasitas (Figura 4) e foram conectadas conforme a Figura 13. O *software* utilizado nas simulações foi o *Matlab/Simulink*, onde utilizou-se um passo de cálculo de 1 ns.

Os valores dos parâmetros que compõem os circuitos elétricos equivalentes de alta frequência do conversor de frequência, do cabo de alimentação, da MAT e de suas capacitâncias parasitas, respectivamente, foram apresentados nas Tabelas 1, 5, 7 e 12. No APÊNDICE C apresenta o sistema de simulação para empregadas nas MATs.

#### 4.3.7.1 Comparações das Formas de Onda das Tensões de Modo Comum Simuladas e Experimentais

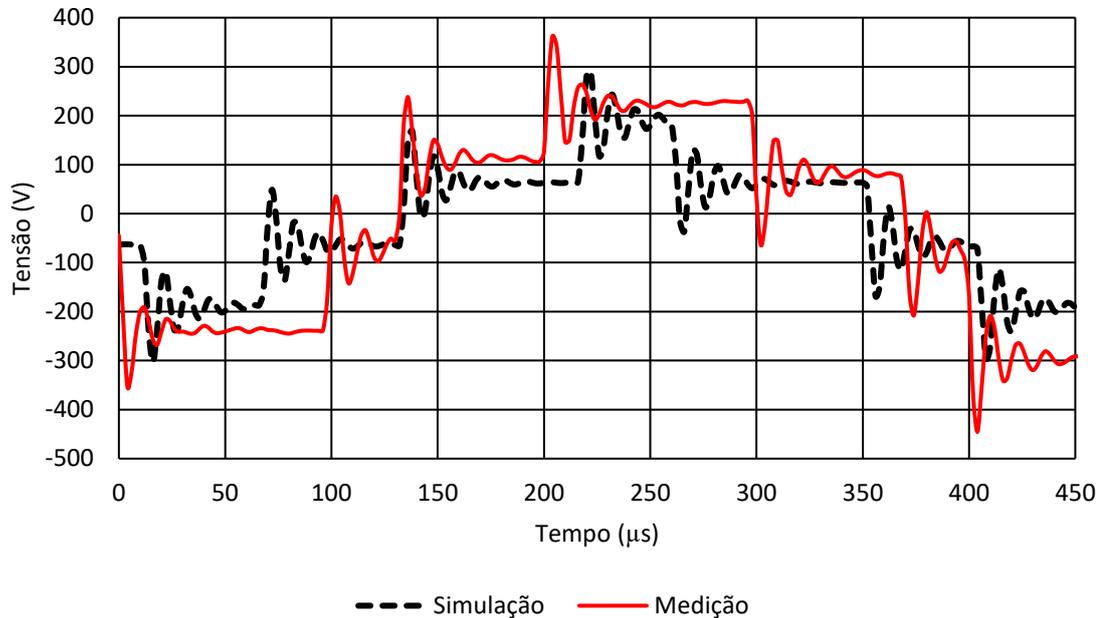
As Figuras 73 e 74 apresentam as comparações entre as formas de onda das tensões de modo comum medidas e simuladas, nas frequências de comutação de 5 kHz e de 2,5 kHz, respectivamente. A forma de onda da tensão de modo comum de simulação não apresentou diferenças de valores nas amplitudes entre seus patamares, ou seja, possui um valor fixo de amplitude de patamar em toda sua forma de onda. Para uma MAT alimentada em 380 V, as amplitudes esperadas dos patamares são próximas de 127 V. Os patamares das formas de onda das tensões de modo comum medidas respeitaram aproximadamente este valor, como destacado na Figura 73. Em ambas as Figuras as formas de onda, em geral, são semelhantes, apesar da complexidade das dinâmicas envolvidas e imperfeições de comutação não contempladas na simulação e, também das incertezas na determinação dos valores de alguns parâmetros.

Figura 73 – Comparação das formas de onda de tensão de modo comum medida e simulada na frequência de comutação de 5 kHz.



Fonte: O autor.

Figura 74 – Comparação das formas de onda de tensão de modo comum medida e simulada na frequência de comutação de 2,5 kHz.



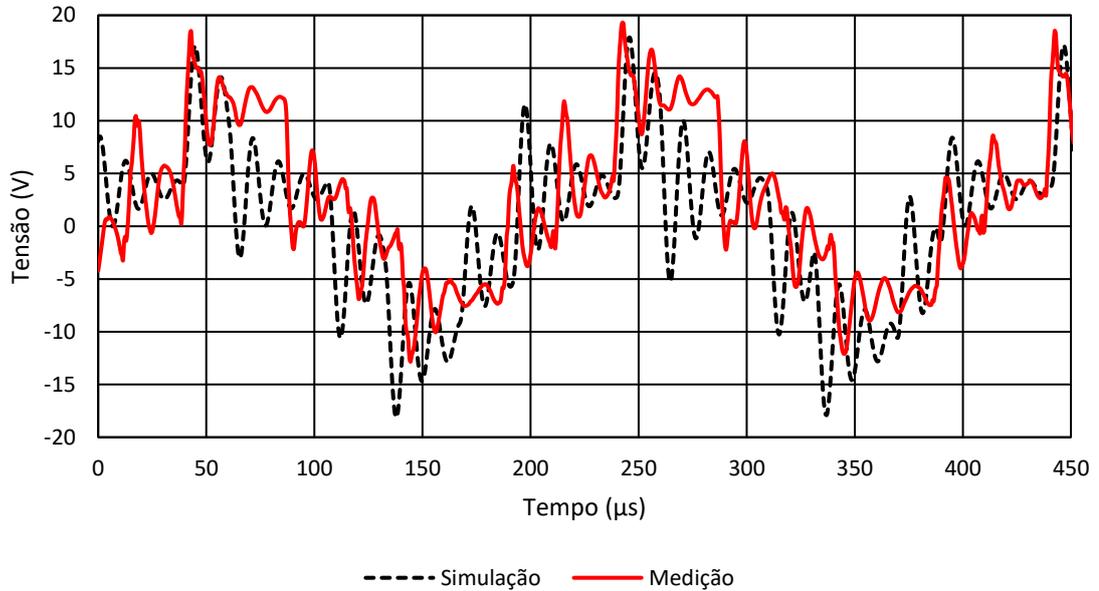
Fonte: O autor.

#### 4.3.7.2 Comparações das Formas de onda das Tensões Impostas no Eixo Simuladas e Experimentais

Com os valores conhecidos das capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto (apresentados na Tabela 12), as formas de tensões impostas no eixo foram simuladas para as frequências de comutação do conversor de frequência de 2,5 e 5 kHz. Para comparar os resultados de simulação com os resultados experimentais das formas de ondas das tensões impostas no eixo, utilizam-se as formas de ondas das tensões impostas no eixo medidas que são apresentadas nas Figuras 62 e 64. As Figuras 75 e 76 apresentam as comparações das formas de onda das tensões impostas no eixo de simulação e medidas para as frequências de comutação do conversor de 5 kHz e 2,5 kHz, respectivamente. Com o valor da amplitude do patamar da tensão de modo comum de 127 V, a amplitude do patamar na tensão imposta no eixo na simulação é de 7,1 V. As amplitudes dos patamares das formas de onda medida variam entre cerca de 3,8 V e 7,5 V. As diferenças das amplitudes do patamares das tensões impostas no eixo são devidas a imperfeições no processo de comutação dos interruptores e a diferença encontrada no valor calculado da capacitância entre os enrolamentos do estator e o rotor ( $C_{wr}$ ). Nas

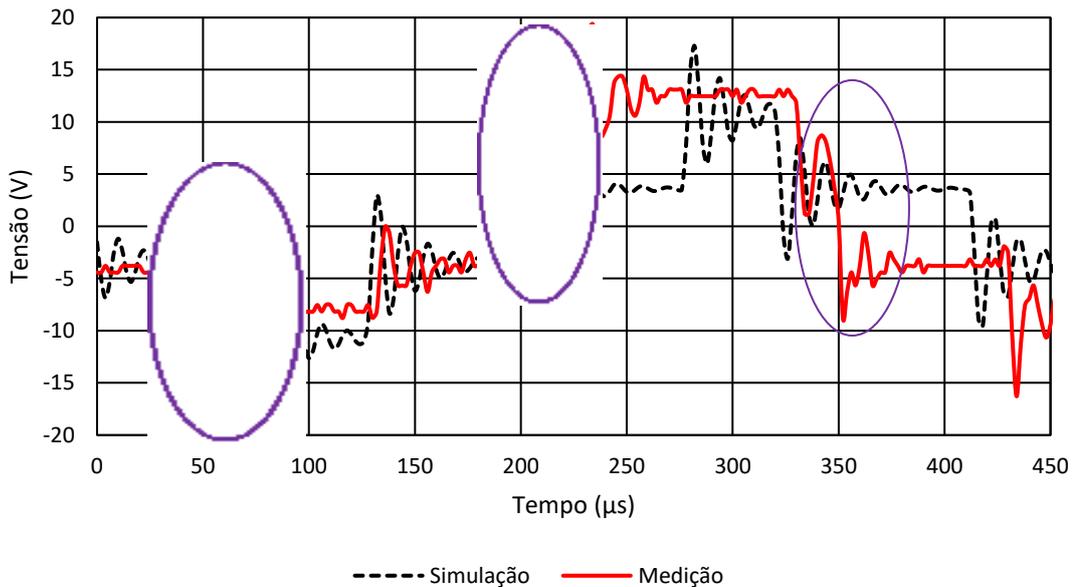
regiões detalhadas na Figura 76, nota-se claramente as interferências das imperfeições do processo de comutação assimétrica dos interruptores do conversor de frequência.

Figura 75 – Comparação das formas de onda de tensão impostas no eixo medida e simulada na frequência de comutação de 5 kHz.



Fonte: O autor.

Figura 76 – Comparação das formas de onda de tensão imposta no eixo medida e simulada na frequência de comutação de 2,5 kHz.



Fonte: O autor.

#### 4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, apresentou-se o estudo experimental e de simulação da MAT de porte médio. Em geral, os valores das capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto apresentaram boa concordância em relação aos valores das capacitâncias parasitas medidas na MAT. As formas de onda das tensões de modo comum e das tensões impostas no eixo, simuladas e experimentais, foram também próximas e não apresentaram grandes discrepâncias de valores. Certamente, dinâmicas do sistema não foram contempladas via simulação bem como as imperfeições no processo de comutação dos interruptores do conversor. No próximo capítulo, a fim de validar as abordagens em MATs menores, uma MAT de 5,5 kW será investigada sob o aspecto das tensões de modo comum e tensões impostas no eixo.

## **5 ANÁLISE DE UMA MAT DE PEQUENO PORTE**

Neste capítulo, foram utilizadas as técnicas mencionadas no capítulo anterior para as medições das grandezas de interesse. Portanto, o acionamento desta MAT foi utilizado o mesmo conversor de frequência do capítulo anterior, porém, com outro cabo de alimentação de  $4 \times 6 \text{ mm}^2$  com um comprimento de 25 metros. Apresenta-se os resultados dos ensaios de impedâncias em função da frequência para o cabo de alimentação de  $4 \times 6 \text{ mm}^2$  e para a MAT de pequeno porte (5,5 kW). Os resultados experimentais e de simulações numéricas da MAT são apresentados e analisados.

### **5.1 CABO DE ALIMENTAÇÃO $4 \times 6 \text{ MM}^2$**

Para conectar a MAT de pequeno porte ao conversor de frequência (vide Figura 15), utilizou-se um cabo de alimentação de  $4 \times 6 \text{ mm}^2$  de 25 metros de comprimento.

#### **5.1.1 Análise de Impedância do Cabo de Alimentação de $4 \times 6 \text{ mm}^2$**

Apresenta-se nas Tabelas 17 e 18 os valores dos parâmetros do cabo de alimentação de  $4 \times 6 \text{ mm}^2$ , os ensaios foram realizados com uma amostra de 5 metros de comprimento. Os ensaios empregados para o cabo de alimentação foram repetidos por dois dias seguidos, para verificar se houve alteração nos valores medidos do dia anterior, devido ao cabo estar sujeito as condições atmosféricas não controladas do ambiente. As Figuras 77 e 78 apresentam as curvas dos módulos da impedância (valores das Tabela 17) em função da frequência que foram obtidos através dos ensaios de curto-circuito e circuito aberto, respectivamente, nas configurações que consideram os estágios de comutação do conversor de frequência. Neste caso, os valores dos módulos de impedâncias obtidos apresentam variações entre as diferentes configurações. Assim, o cabo de alimentação apresenta um comportamento não simétrico na faixa de frequência investigada de 100 Hz a 100 kHz.

Tabela 17 – Valores dos parâmetros série de fase e parâmetros paralelo entre fase e parâmetros de sequência zero do cabo de alimentação de 4x6 mm<sup>2</sup>.

Frequência (Hz)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$L_s$ ( $\mu\text{H}$ )	$C_{ab}$ (nF)	$R_{sg}$ ( $\Omega$ )	$L_{sg}$ ( $\mu\text{H}$ )	$C_{ag}$ (nF)
100	0,08	4,00	1,04	0,08	4,20	1,50
120	0,08	3,80	1,06	0,08	4,00	1,20
1000	0,08	4,03	1,05	0,08	4,00	1,00
10000	0,08	4,00	0,99	0,08	3,92	0,99
100000	0,16	3,78	0,84	0,17	3,70	0,85

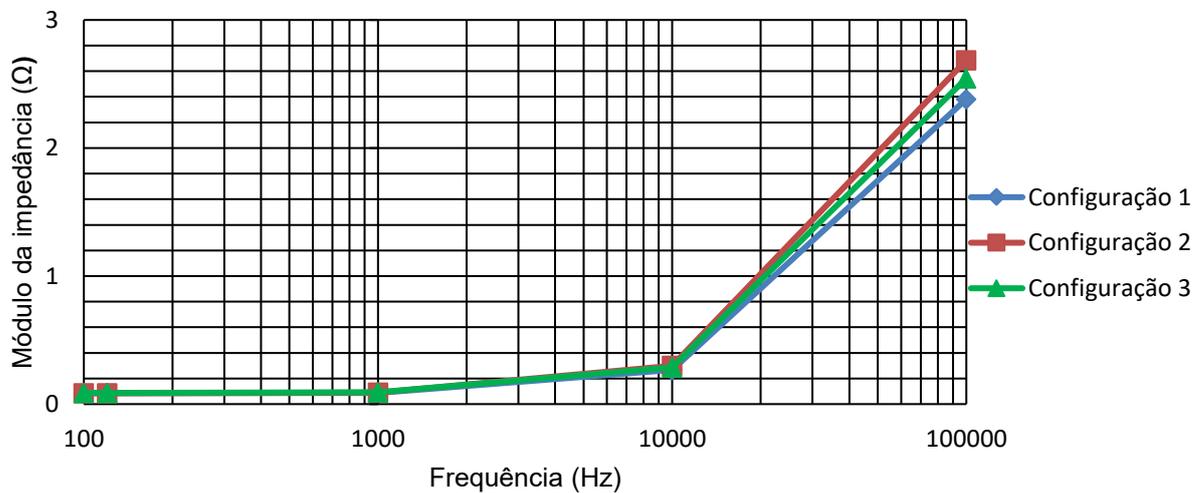
Fonte: O autor.

Tabela 18 – Valores dos parâmetros séries para um condutor e dos parâmetros mútuos do cabo de alimentação de 4x6 mm<sup>2</sup> de 5 metros.

Frequência (Hz)	$L_{ind}$ ( $\mu\text{H}$ )	$M_{AB}$ ( $\mu\text{H}$ )	$M_{AG}$ ( $\mu\text{H}$ )
100000	7,41	7,28	5,04

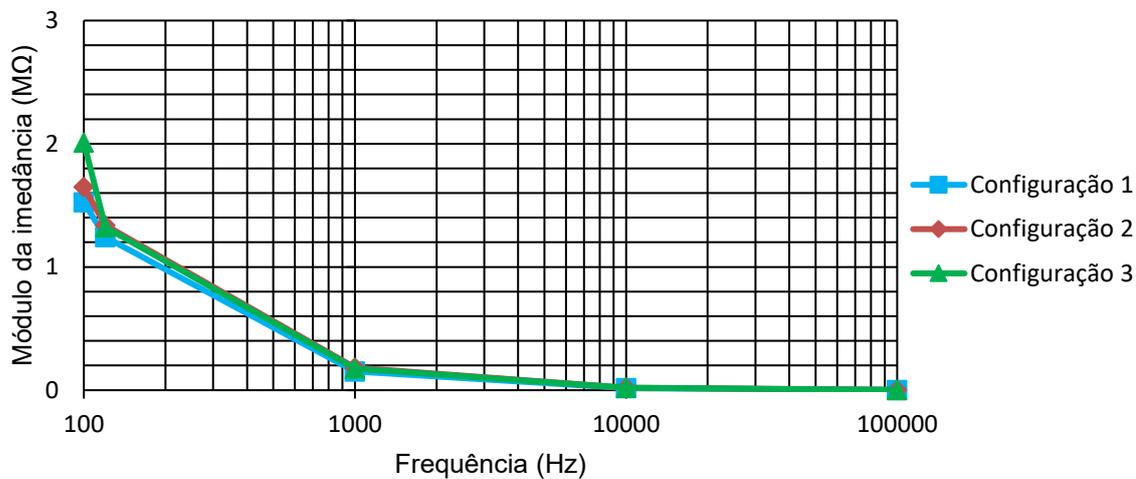
Fonte: O autor.

Figura 77 – Resposta em frequência dos parâmetros série de fase do cabo de alimentação de 4x6 mm<sup>2</sup> de 5 metros.



Fonte: O autor.

Figura 78 – Resposta em frequência dos parâmetros paralelos entre fases do cabo de alimentação de 4x6 mm<sup>2</sup> de 5 metros.



Fonte: O autor.

Para encontrar os valores simétricos do cabo de alimentação, utilizou-se as Equações (3.5) à (3.8) para calcular estes valores, apresentados na Tabela 19.

Tabela 19 – Valores calculados dos parâmetros do cabo de alimentação 4x6 mm<sup>2</sup> de 5 metros.

$L_{s-eff}$	$C_{p-eff}$	$L_{0-eff}$	$C_{0-eff}$
3,71 μH	1,97 nF	8,44 μH	1,70 nF

Fonte: O autor.

## 5.2 ANÁLISE DE IMPEDÂNCIA NA MAT DE PEQUENO PORTE

A MAT de pequeno porte (5,5 kW) possui 2 polos, é ligada em estrela e alimentada com uma tensão de 380 V. Nesta MAT os rolamentos são isolados por um material isolante aplicado entre as pistas externas do rolamento e nos cubos das tampas da carcaça, assim não foram utilizadas as tampas isoladas. A Figura 79 apresenta uma foto da MAT de pequeno porte.

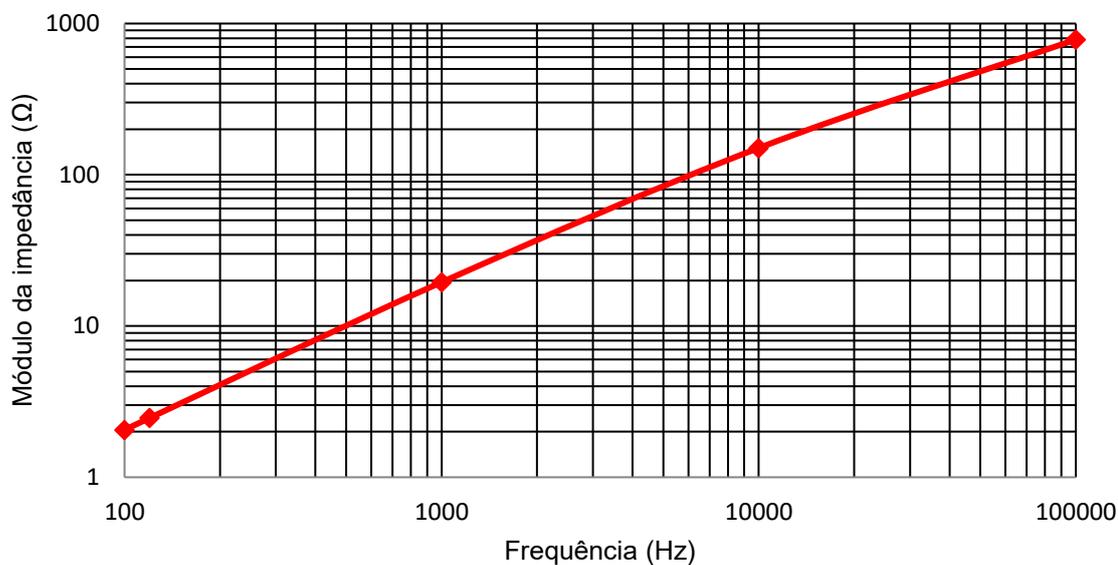
Figura 79 – MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

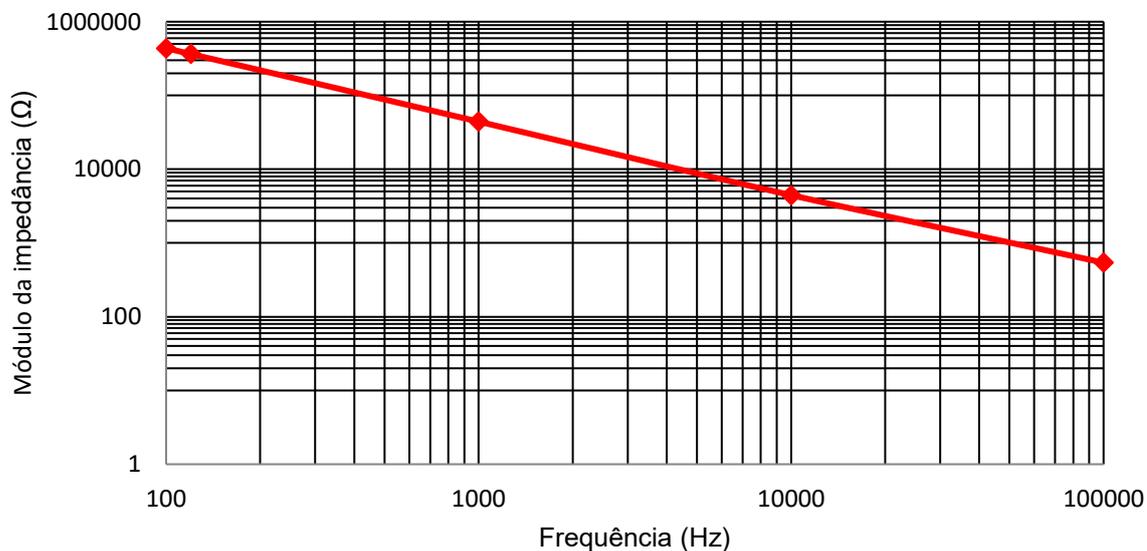
Nas análises de impedâncias da MAT de médio porte em função das configurações de isolamento dos rolamentos, foi verificado que não houve alterações significativas de um caso para o outro. Assim, para a MAT de pequeno porte, optou-se em utilizar apenas a configuração com ambos os rolamentos curtos-circuitados com a carcaça nos ensaios de impedância (vide Figura 28). Nas Figuras 80 e 81, apresenta-se os comportamentos das impedâncias em função da frequência para os ensaios a) dos enrolamentos do estator em relação ao neutro e b) de modo comum. Esperava-se obter um comportamento indutivo entre as frequências de 10 e 100 kHz no ensaio de modo comum (Boglietti et al., 1999), como pode ser observado no APENDICE B. A Figura 81 mostra o ensaio de modo comum, porém, devido aos pontos de medidos, não obteve-se este comportamento.

Figura 80 – Ensaio de impedância em função da frequência dos enrolamentos do estator em relação ao neutro MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

Figura 81 – Ensaio de impedância em função da frequência de modo comum da MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

Com os valores dos módulos das impedâncias em 120 Hz, foram calculados os valores dos parâmetros que compõem o circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT de pequeno porte, utilizando as Equações (3.9) à (3.13). Portanto,

a Tabela 20 apresenta os valores calculados dos parâmetros ( $C_g$ ), ( $R_e$ ), ( $L_{dHF}$ ) do circuito elétrico equivalente de alta frequência da MAT.

Tabela 20 – Valores dos parâmetros do circuito elétrico de alta frequência da MAT de pequeno porte.

$C_g$	$f_{pz}$	$R_e$	$L_{dHF}$	$R_f$
0,60 nF	153,80 kHz	3,61 k $\Omega$	1,77 mH	20,00 $\Omega$

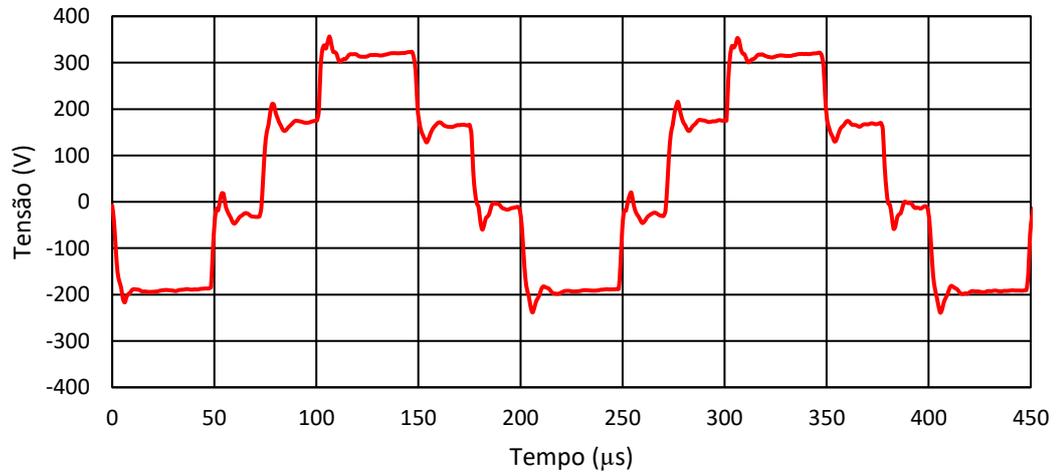
Fonte: O autor.

### 5.3 APRESENTAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DA TENSÃO PARA A MAT DE PEQUENO PORTE

#### 5.3.1 Apresentação das Formas de Onda das Tensões de Modo Comum Medidas Para a MAT de Pequeno Porte

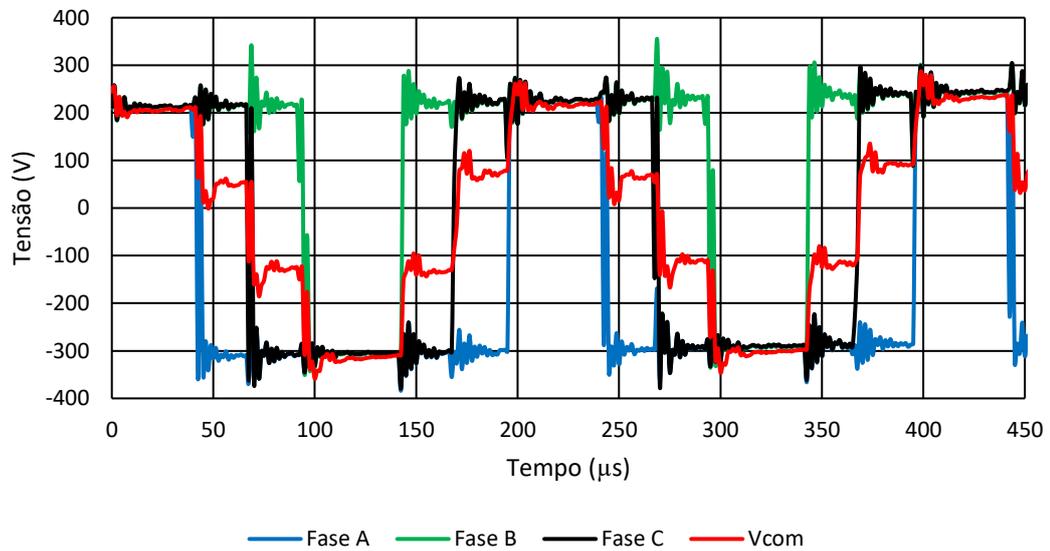
Apresenta-se na Figura 82 a forma de onda da tensão de modo comum obtida na frequência de comutação do conversor em 5 kHz e na velocidade de 1800 rpm. Observa-se que os patamares definidos nesta forma de onda não possuem uma mesma amplitude e também não duram o mesmo intervalo de tempo. Isso se deve ao processo de comutação não ideal já mencionado anteriormente. Na Figura 83, apresenta-se as formas de onda das tensões de fase nos terminais do conversor e também a forma de onda da tensão de modo comum. Obviamente por ser o mesmo conversor, como no caso para a MAT de médio porte, verifica-se que as comutações ocorrem de maneira não simétrica. A Figura 84 apresenta a forma de onda tensão de linha entre as fases A e B do conversor de frequência na velocidade de rotação de 1800 rpm da MAT.

Figura 82 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT pequeno porte.



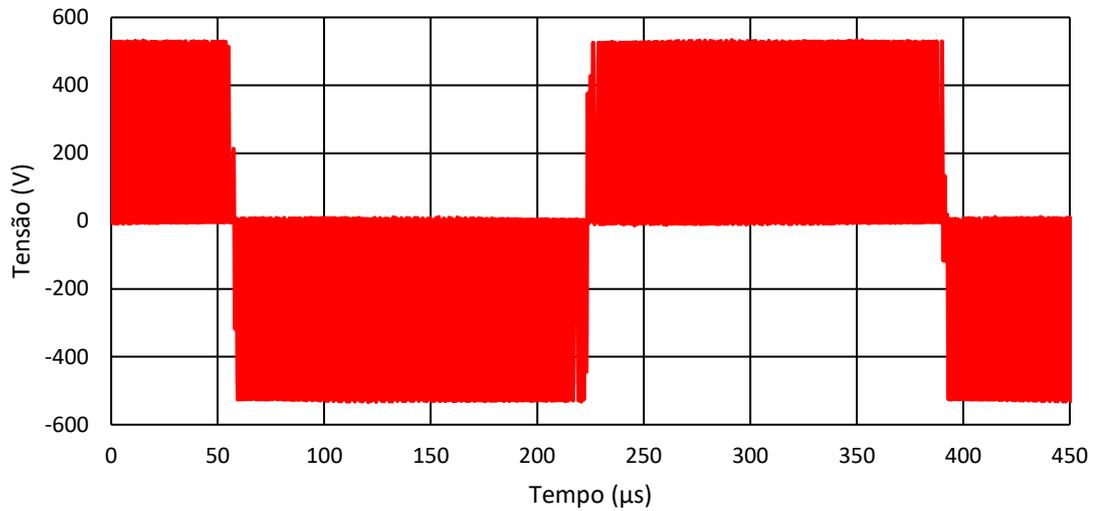
Fonte: O autor.

Figura 83 – Formas de onda das tensões de fase A, B e C e da tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm para a MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

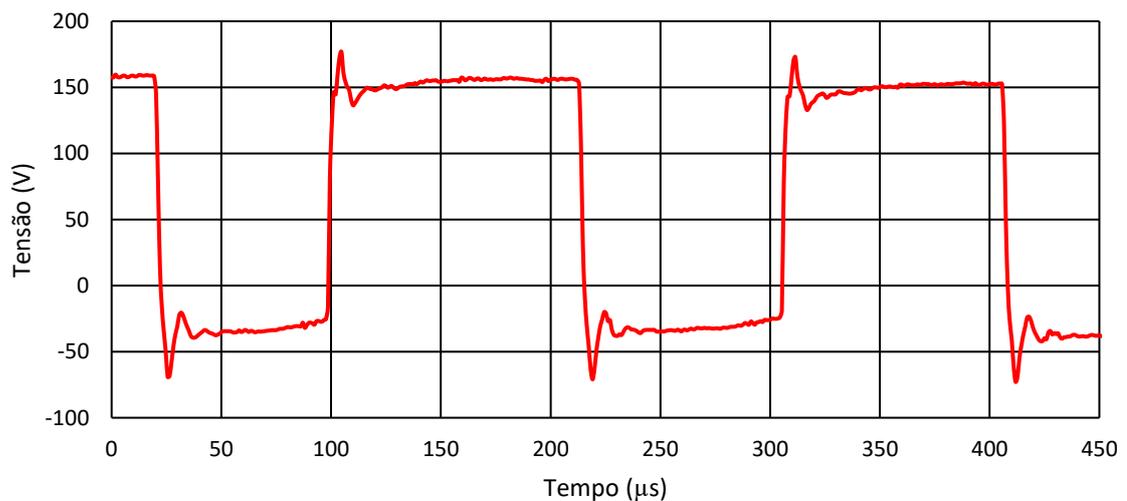
Figura 84 – Forma de onda da tensão medida entre a fase A e B na frequência de comutação de 5 kHz e velocidades de rotação de 1800 rpm na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

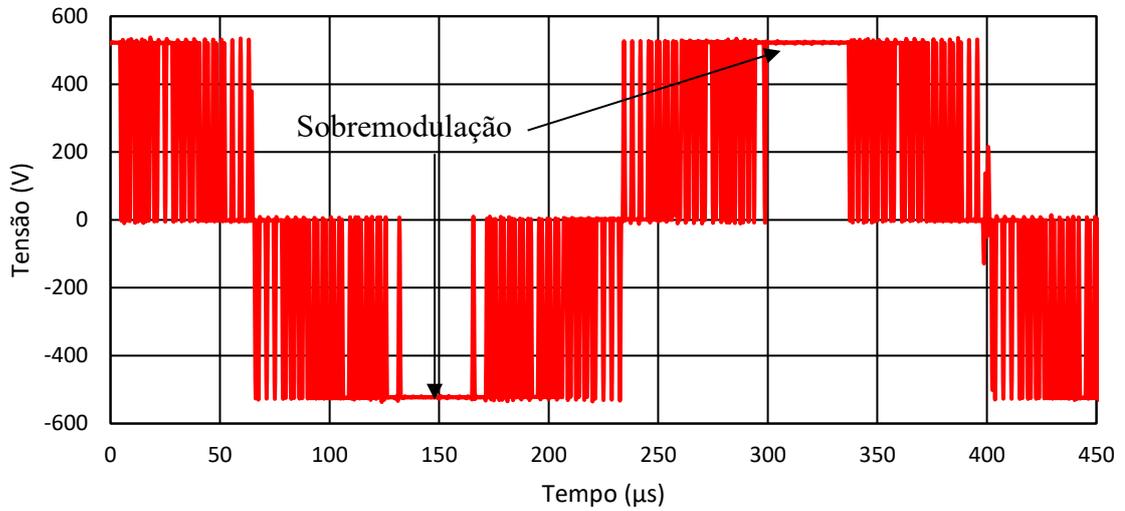
Alterou-se a velocidade de rotação para 3600 rpm e foi medida novamente a tensão de modo comum (vide Figura 85). Nota-se que ocorre a mudança na forma de onda tensão de modo comum devido à sobremodulação (observado na Figura 86) do conversor de frequência.

Figura 85 – Tensão de modo comum na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

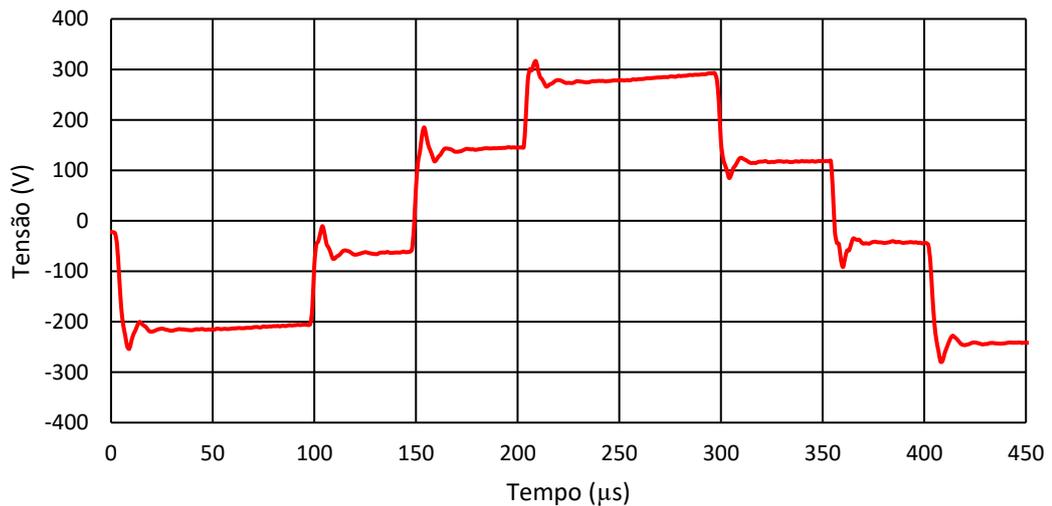
Figura 86 – Forma de onda da tensão medida entre a fase A e B na frequência de comutação de 5 kHz e velocidades de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

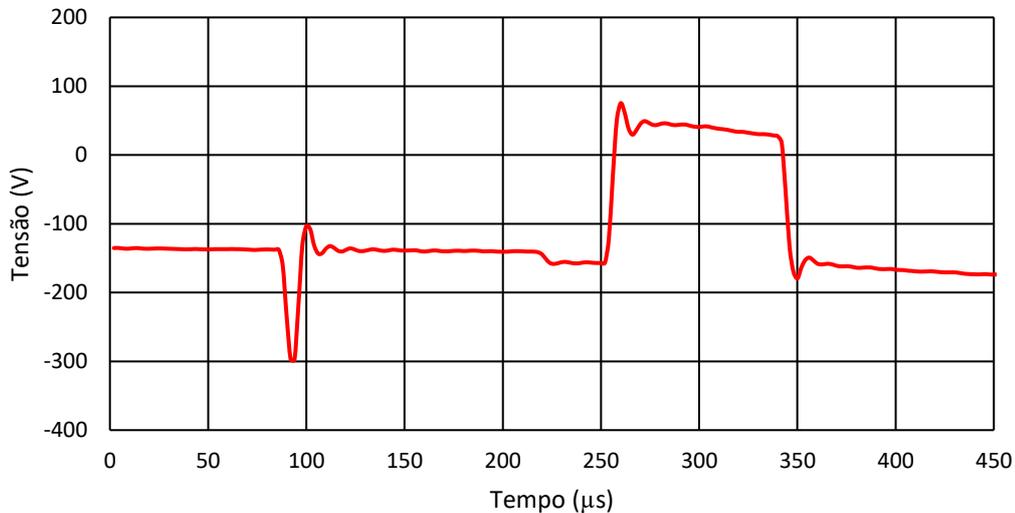
Na sequência, são apresentadas as formas de ondas das tensões de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e nas velocidades de rotação de 1800 e 3600 rpm, respectivamente nas Figuras 87 e 88.

Figura 87 – Tensão de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

Figura 88 – Forma de onda da tensão de modo comum na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

A Tabela 21 apresenta valores das amplitudes dos patamares nas tensões de modo comum das Figuras 82, 85, 87 e 88. Escolheu-se os valores das amplitudes dos patamares que mais se aproximam do valor teórico calculado pela Equação (2.5), que é de 127V.

Tabela 21 – Variação na amplitude do patamar da tensão de modo comum em função da frequência de comutação e da velocidade de rotação na MAT de pequeno porte.

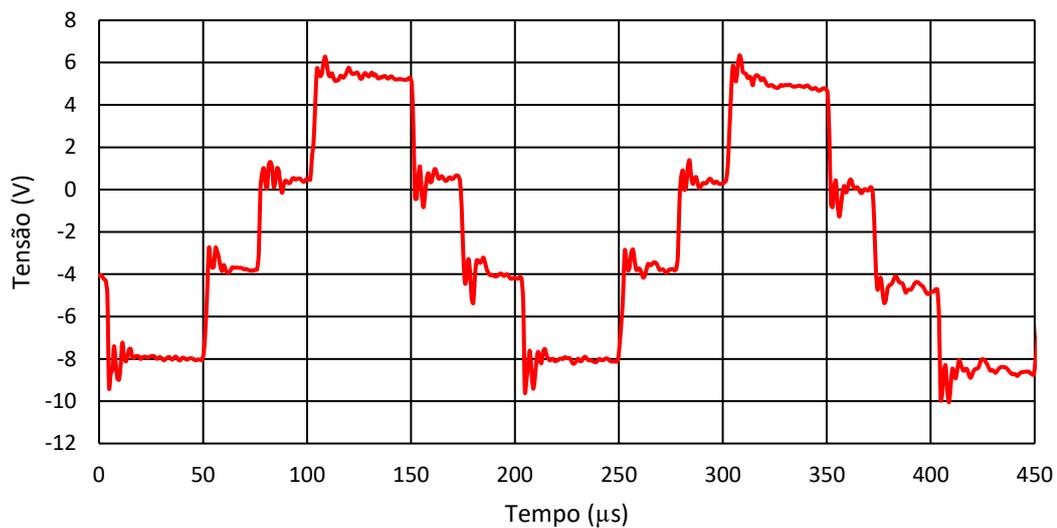
Frequência de comutação	Velocidade de rotação	$v_{com}$ medida
2,50 kHz	1800 rpm   3600 rpm	125 V   200 V
5,00 kHz	1800 rpm   3600 rpm	140 V   190 V

Fonte: O autor.

### 5.3.2 Apresentação das Formas de Onda das Tensões Impostas no Eixo Medidas na MAT de Pequeno Porte

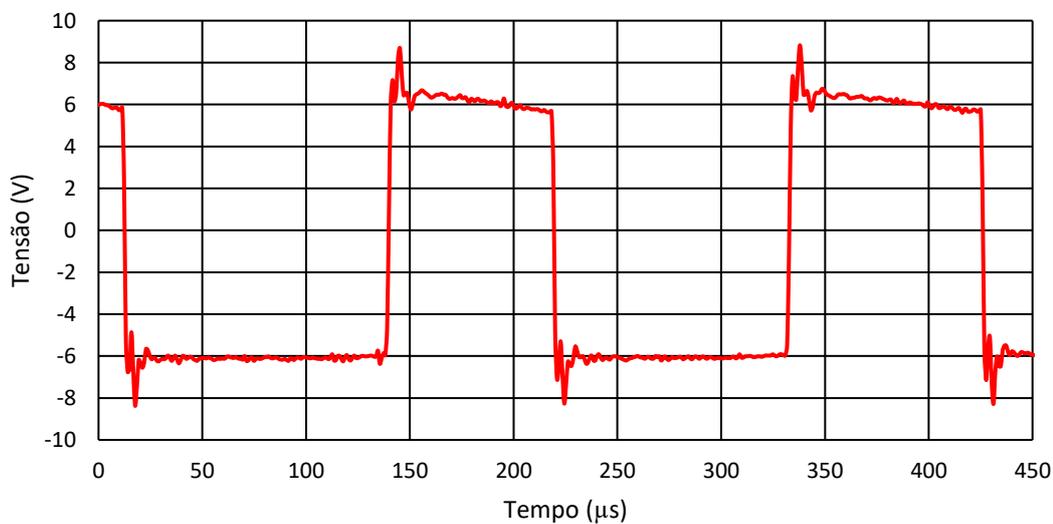
As Figuras 89 e 90 apresentam as formas de onda tensões impostas no eixo para a frequência de comutação de 5 kHz, nas velocidades de 1800 e 3600 rpm respectivamente, para a MAT de pequeno porte. As Figuras 91 e 92 apresentam as formas de onda das tensões impostas no eixo em 2,5 kHz, nas velocidades de rotação de 3600 e 1800 rpm. Novamente, nota-se que há diferenças nas amplitudes entre os patamares da forma de onda da tensão imposta no eixo.

Figura 89 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de pequeno porte.



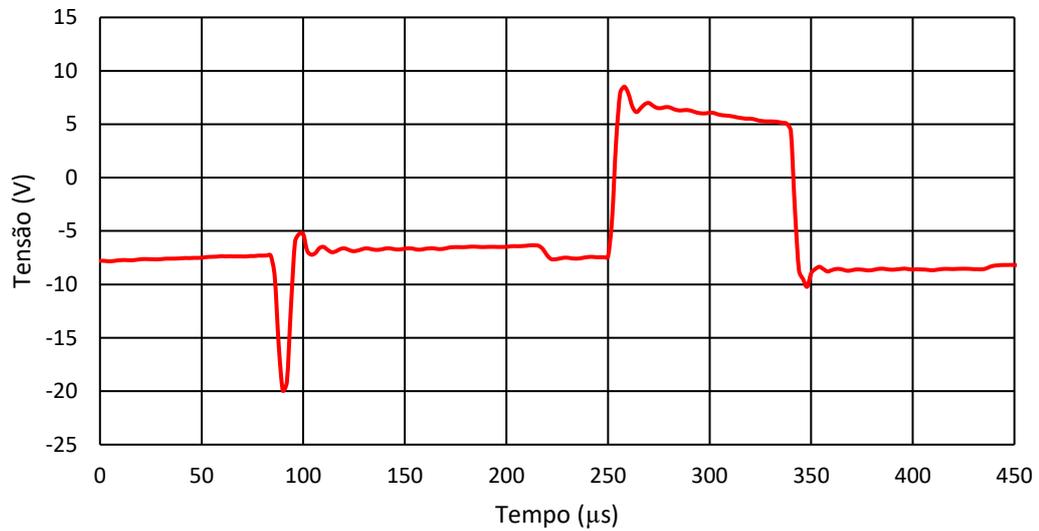
Fonte: O autor.

Figura 90 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 5 kHz e na velocidade de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.



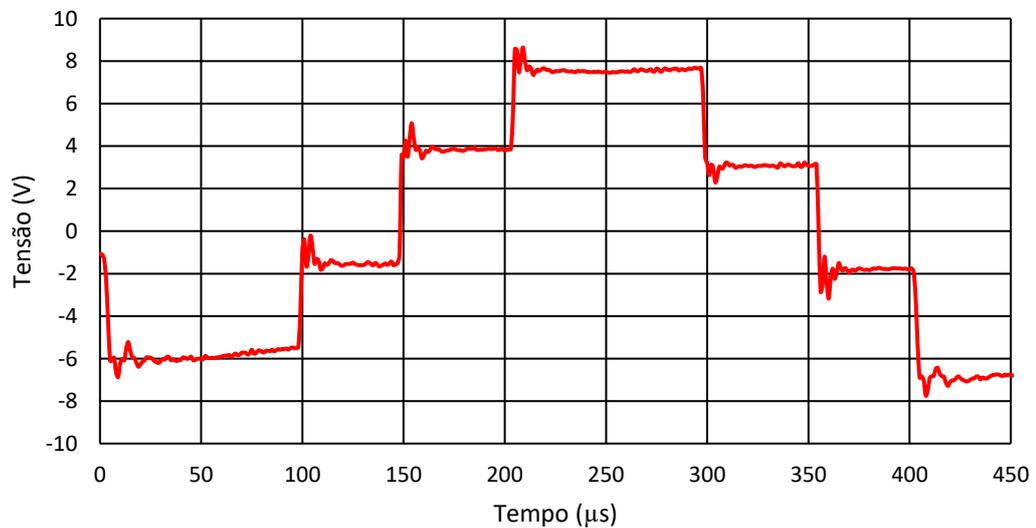
Fonte: O autor.

Figura 91 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 3600 rpm na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

Figura 92 – Forma de onda da tensão imposta no eixo na frequência de comutação de 2,5 kHz e na velocidade de rotação de 1800 rpm na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

A Tabela 22 contém os valores das amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo das formas de onda apresentadas nas Figuras 89, 90, 91 e 92. Os valores escolhidos são aqueles correspondentes aos patamares escolhidos e apresentados na Tabela 21.

Tabela 22 – Variação na amplitude do patamar da tensão imposta no eixo em função da frequência de comutação e velocidade de rotação na MAT de pequeno porte.

Frequência de comutação	Velocidade de rotação	$v_{eixo}$ medida
2,50 kHz	1800 rpm   3600 rpm	3,80 V   15,00 V
5,00 kHz	1800 rpm   3600 rpm	3,80 V   12,00 V

Fonte: O autor.

### 5.3.3 Apresentação dos Valores das Capacitâncias Parasitas Medidas na MAT de Pequeno Porte

Nesta seção, são apresentados os valores das capacitâncias parasitas ( $C_{wf}$ ), ( $C_{wr}$ ), ( $C_{rf}$ ), ( $C_{b_{DE}}$ ) e ( $C_{b_{NDE}}$ ), obtidos através dos ensaios apresentados na seção 3.4. A Figura 93 mostra uma foto da MAT quando o rotor foi removido para a medição da capacitância ( $C_{wf-total}$ ).

Figura 93 – MAT de pequeno porte com o rotor removido.



Fonte: O autor.

A Tabela 23 apresenta os valores das capacitâncias parasitas medidas nas frequências de 1 e 10 kHz e, a diferença percentual entre elas tomando como referência à medição em 1 kHz. Praticamente, não houve diferenças significativas, a não ser para a capacitância entre os enrolamentos do estator e o rotor ( $C_{wr}$ ) que foi 54 % maior do que em relação ao valor encontrado na frequência de 10 kHz. Nesta

MAT, a capacitância entre os enrolamentos trifásicos do estator e a carcaça ( $C_{wf-total}$ ) é cerca de 100 à 160 vezes maior do que a capacitância ( $C_{wr}$ ). Assim, uma pequena imprecisão na determinação da capacitância ( $C_{wf-total}$ ) resulta em uma variação significativa no valor da capacitância ( $C_{wr}$ ).

Tabela 23 – Valores medidos das capacitâncias parasitas da MAT de pequeno porte e suas diferenças percentuais.

<b>Frequência</b>	<b>1 kHz</b>	<b>10 kHz</b>	<b>Diferença (%)</b>
$C_{wf-total}$	3,56 nF	3,53 nF	0,84 %
$C_{wr}$	37,00 pF	57,00 pF	54,00 %
$C_{rf}$	532,00 pF	507,00 pF	4,70 %
$C_{b,DE}$	488,50 pF	479,10 pF	1,92 %
$C_{b,NDE}$	186,20 pF	183,30 pF	1,55 %

Fonte: O autor.

### 5.3.4 Comparação entre os Valores de Capacitâncias Calculadas por Parâmetros de projeto e os Medidos

Realizou-se para esta MAT os cálculos das capacitâncias parasitas típicas utilizando parâmetros de projetos. A Tabela 24 apresenta os valores dos parâmetros de projetos da MAT de pequeno porte.

Tabela 24 – Parâmetros de projeto utilizados nos cálculos das capacitâncias parasitas na MAT de pequeno porte.

$e_{isolament\_ranhura}$	0,3 mm	$\delta$	0,6 mm
$F_c$	0,51	$N_{esferas}$	9
$k_f$	0,35	$R_{esfera\_06}$	11 mm
$D_{fundo\_ranhura}$	135,4 mm	$R_{esfera\_07}$	9 mm
$N_1$	36	$F_{radial\_06}$	15 $\mu$ m
$b_{01}$	2,8 mm	$F_{radial\_07}$	6 $\mu$ m
$h_{01}$	0,6 mm	$\epsilon_0$	8, 854x10 <sup>-12</sup> F/m
$h_{e21} + e_{isolament\_ranhura}$	0,7 mm	$\epsilon_{r1}$	1,27
$D_{e2}$	98,8 mm	$\epsilon_{r2}$	1,27
$l_{Ferro}$	130 mm	$\epsilon_{r3}$	3,5

Fonte: O autor.

Com as equações de (3.15) à (3.29), foram calculadas as capacitâncias parasitas e os valores são apresentados na Tabela 25. Estes valores serão comparados com os valores obtidos experimentalmente na Tabela 26, que apresentam os valores calculados, medidos e as diferenças percentuais relativas aos valores das capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto. A maior diferença percentual ocorreu nos valores medidos e calculados da capacitância ( $C_{wr}$ ), como também ocorreu na MAT de médio porte. Esta diferença no valor da capacitância ( $C_{wr}$ ) calculada por parâmetros de projeto se deve ao valor utilizado da permissividade ( $\epsilon_{r2}$ ) do material isolante e, também por não considerar na Equação (3.17) que os enrolamentos do estator estão inseridos na ranhura, como já mencionado.

Tabela 25 – Valores calculados por parâmetros de projeto das capacitâncias parasitas para a MAT de pequeno porte.

$C_{wf-total}$	$C_{wr}$	$C_{rf}$	$C_{b\_DE}$	$C_{b\_NDE}$
3,56 nF	50,90 pF	544,60 pF	488,60 pF	187,20 pF

Fonte: O autor.

Tabela 26 – Comparações dos valores calculados e medidos das capacitâncias parasitas da MAT de pequeno porte e suas diferenças percentuais.

Capacitâncias Parasitas	Capacitâncias calculadas por parâmetros de projeto	Medição das capacitâncias na frequência de medição de 1 kHz	Medição das capacitâncias na frequência de medição de 10 kHz	Diferença (%) entre as capacitâncias medidas na frequência de 1 kHz e calculadas	Diferença (%) entre as capacitâncias medidas na frequência de 10 kHz e calculadas
$C_{wf-total}$	3,56 nF	3,56 nF	3,53 nF	-	0,84 %
$C_{wr}$	50,90 pF	37,00 pF	57,00 pF	27,31 %	12,00 %
$C_{rf}$	544,60 pF	532,00 pF	507,00 pF	2,31 %	6,90 %
$C_{b\_DE}$	488,60 pF	488,50 pF	479,10 pF	0,02 %	1,94 %
$C_{b\_NDE}$	187,20 pF	186,20 pF	183,30 pF	0,53 %	2,08 %

Fonte: O autor.

### 5.3.5 Apresentação dos Valores de $BVR$ na MAT de Pequeno Porte

Utilizou-se a Equação (2.6) e os valores das capacitâncias parasitas medidas (Tabela 23), para calcular as relações de tensões no rolamento ( $BVR$ ) nas frequências de medição de 1 e 10 kHz. Os valores de ( $BVR$ ) encontrados para as respectivas frequências são: ( $BVR_{1kHz\_5,5}$ ) igual a 0,0297 e ( $BVR_{10kHz\_5,5}$ ) igual a 0,046. Para

calcular as amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo pelos ( $BVR_{1kHz\_5,5}$ ) e ( $BVR_{10kHz\_5,5}$ ), utilizou-se os valores medidos das amplitudes dos patamares nas tensões de modo comum nas velocidades de 1800 e 3600 rpm nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz, apresentados na Tabela 21. A Tabela 27 apresenta os valores das amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo calculado pelos ( $BVR_{1kHz}$ ) e ( $BVR_{10kHz}$ ).

Tabela 27 – Valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo utilizando  $BVR$  calculado com os valores das capacitâncias medidas na MAT de pequeno porte.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b><math>v_{eixo}</math> calculados para a frequência de medição de 1 kHz</b>	<b><math>v_{eixo}</math> calculados para a frequência de medição 10 kHz</b>
2,50 kHz	1800 rpm   3600 rpm	3,71 V   5,94 V	5,75 V   9,20 V
5,00 kHz	1800 rpm   3600 rpm	4,16 V   5,64 V	6,44 V   8,74 V

Fonte: O autor.

Na Tabela 22 foram apresentados os valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo medida na velocidades de 1800 e 3600 rpm e nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz, que são comparados com os valores obtidos na Tabela 27. A Tabela 28 apresenta as diferenças percentuais relativas das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo, tomando como referência os valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo medidas nas velocidades de 1800 e 3600 rpm e nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz. Encontrou-se a maior diferença percentual de 69,5 %, quando se comparou o valor medido da amplitude do patamar na tensão imposta no eixo (na velocidade de 900 rpm e na frequência de comutação de 2,5 kHz) com o valor calculado de 6,44 V apresentado na Tabela 27. A diferença pode ter sido causada por uma influência de fenômenos variantes na frequência durante a determinação do valor da capacitância ( $C_{wf-total}$ ), onde é utilizada para encontrar o valor da capacitância ( $C_{wr}$ ).

Tabela 28 – Diferença percentual das amplitudes dos patamares das tensões impostas no eixo utilizando o  $BVR$  calculado pelas capacitâncias medidas na MAT de pequeno porte.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b>Diferença (%) da <math>v_{eixo}</math> na frequência de medição de 1 kHz</b>	<b>Diferença (%) da <math>v_{eixo}</math> na frequência de medição de 10 kHz</b>
2,50 kHz	1800 rpm   3600 rpm	2,37 %   60,40 %	51,31 %   38,67 %
5,00 kHz	1800 rpm   3600 rpm	9,50 %   53,00 %	69,50 %   27,17 %

Fonte: O autor.

Calcula-se também o valor da relação de tensão no rolamento ( $BVR$ ) com os valores das capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto. O valor encontrado para ( $BVR_{calculado_{5,5}}$ ) foi de 0,04. Utilizou-se os valores das amplitudes dos patamares da tensão de modo comum na velocidade de 1800 e 3600 rpm e nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz que foram apresentadas na Tabela 22, para estimar as amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo para as respectivas frequências de comutação. A Tabela 29 apresenta os valores das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo.

Tabela 29 – Valores estimados das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo utilizando  $BVR$  calculado pelas capacitâncias obtidas por parâmetros de projeto na MAT de pequeno porte.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b><math>v_{eixo}</math> estimada</b>
2,50 kHz	1800 rpm   3600 rpm	5,00 V   8,00 V
5,00 kHz	1800 rpm   3600 rpm	5,60 V   7,60 V

Fonte: O autor.

Na Tabela 30, apresenta-se as diferenças percentuais das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo, tomando como referência as amplitudes dos patamares das tensões impostas no eixo medidas nas frequências de 2,5 e 5 kHz, apresentadas na Tabela 22. A maior diferença encontrada foi para a frequência de comutação do conversor de 2,5 kHz. Isso ocorre devido ao valor calculado da capacitância ( $C_{wr}$ ), que não leva em conta na Equação (3.17) os enrolamentos do estator inseridos no núcleo do estator e também pela estimação do valor da permissividade ( $\epsilon_{r2}$ ), como já mencionado anteriormente. Porém, as amplitudes dos patamares das tensões impostas no eixo encontradas são praticamente próximas às amplitudes dos patamares medidos.

Tabela 30 – Diferença percentual das amplitudes dos patamares das tensões impostas no eixo utilizando o *BVR* calculado pelas capacitâncias obtidas por parâmetros de projeto na MAT de pequeno porte.

<b>Frequência de comutação</b>	<b>Velocidade de rotação</b>	<b>Diferença (%) da <math>v_{eixo}</math> estimada por parâmetros de projeto da MAT</b>
2,50 kHz	1800 rpm   3600 rpm	31,60 %   46,67 %
5,00 kHz	1800 rpm   3600 rpm	17,86 %   36,67 %

Fonte: O autor.

#### 5.4 COMPARAÇÕES ENTRE RESULTADOS EXPERIMENTAIS E RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DA MAT DE PEQUENO PORTE

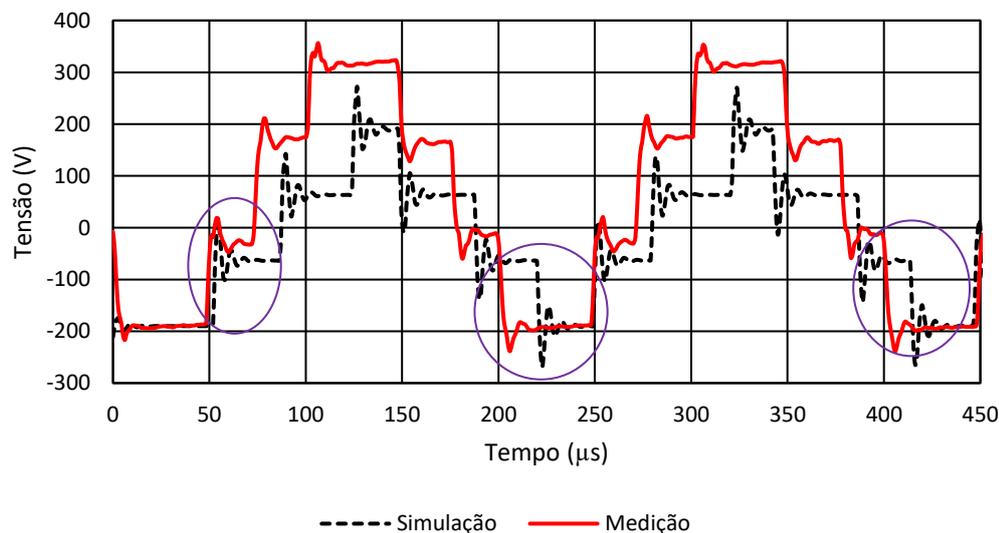
O *software* utilizado nas simulações foi o *Matlab/Simulink* e, empregou-se um passo de cálculo de 1 ns. As simulações numéricas foram realizadas nas frequências de comutação de 2,5 e 5 kHz e utilizando os circuitos elétricos equivalentes de alta frequência do conversor apresentado na Figura 14, do cabo de alimentação apresentado na Figura 27, da MAT apresentado na Figura 29 e também de suas capacitâncias parasitas (vide Figura 4) e foram conectados conforme a Figura 13. Os valores dos parâmetros empregados para o conversor de frequência são apresentados na Tabela 1 e para o cabo na Tabela 19. Para a MAT, empregou-se os valores da Tabela 20 e para as capacitância parasitas foram utilizados os valores calculados por parâmetros de projeto apresentados na Tabela 25.

##### 5.4.1.1 Comparações das Formas de Onda das Tensões de Modo Comum da MAT de Pequeno Porte

As Figuras 93 e 94 apresentam as comparações entre as formas de onda das tensões de modo comum medidas e simuladas, nas frequências de comutação de 5 kHz e de 2,5 kHz, respectivamente. A forma de onda da tensão de modo comum de simulação não apresentou diferenças de valores nas amplitudes dos patamares, ou seja, possui um valor fixo de amplitude de patamar em toda sua forma de onda. Para uma MAT alimentada em 380 V, as amplitudes esperadas dos patamares são cerca de 127 V. Os patamares da forma de onda das tensões de modo comum medidas respeitaram aproximadamente este valor, as formas de ondas simuladas e medidas são próximas, como mostrado em detalhe na Figura 94. Em ambas as Figuras as formas de onda, em geral, são semelhantes, apesar da complexidade das dinâmicas

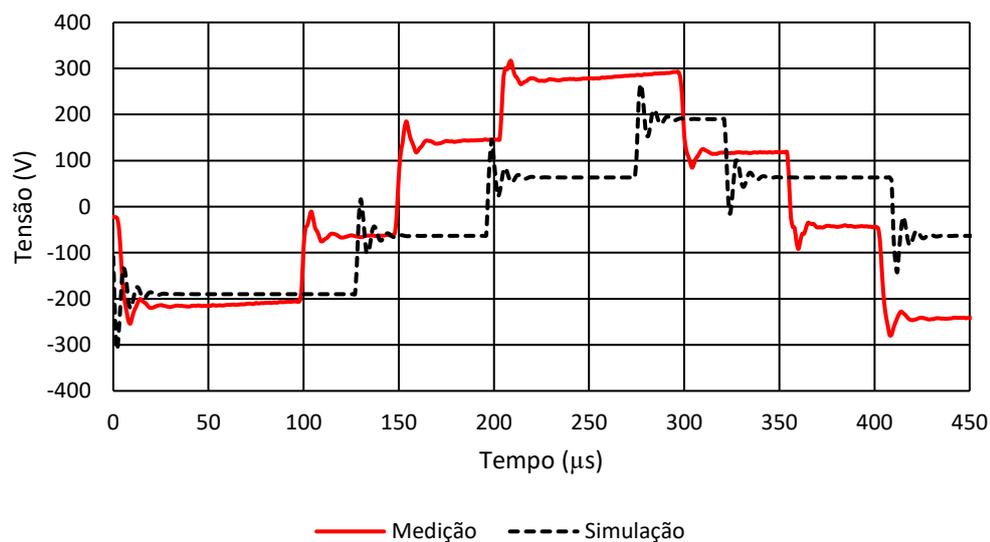
envolvidas e imperfeições de comutação não contempladas na simulação e também das incertezas na determinação dos valores de alguns parâmetros.

Figura 94 – Comparação das formas de onda tensão de modo comum medida e simulada na frequência de comutação de 5 kHz na MAT de pequeno porte



Fonte: O autor.

Figura 95 – Comparação das formas de onda tensão de modo comum medida e simulada na frequência de comutação de 2,5 kHz na MAT de pequeno porte.

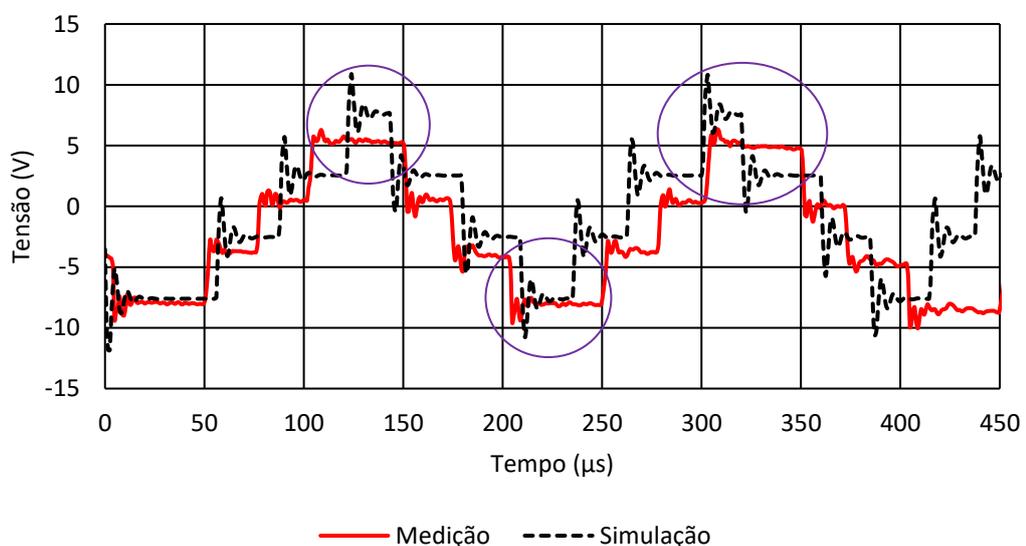


Fonte: O autor.

#### 5.4.1.2 Comparações das Formas de ondas das Tensões Impostas no Eixo Utilizando as Capacitâncias Parasitas Calculadas da MAT de Pequeno Porte

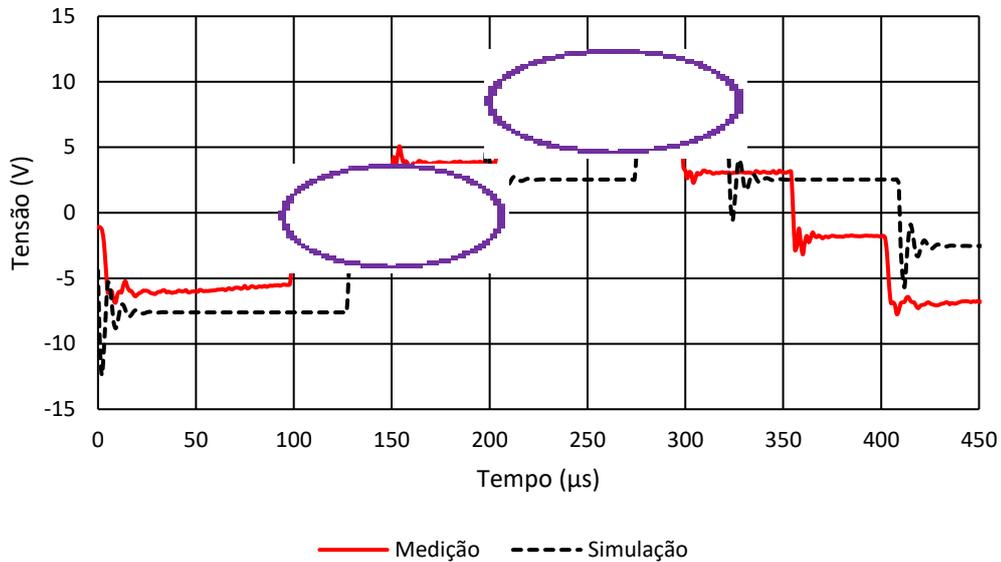
Com os valores conhecidos das capacitâncias parasitas calculadas por parâmetros de projeto (apresentados na Tabela 25), as formas de tensões impostas no eixo foram simuladas para as frequências de comutação do conversor de frequência de 2,5 e 5 kHz. Para comparar os resultados de simulação com os resultados experimentais das formas de ondas das tensões impostas no eixo, utilizou-se as formas de ondas das tensões impostas no eixo medidas e apresentadas nas Figuras 89 e 92. As Figuras 96 e 97 apresentam as comparações entre as formas de onda simuladas e medidas para as frequências de comutação do conversor de 5 kHz e 2,5 kHz, respectivamente. Com os valores das amplitudes dos patamares da tensão de modo comum de 127 V, as amplitudes dos patamares na tensão imposta no eixo em simulação são de 5 V. As amplitudes dos patamares das formas de onda medida variam entre 3,8 V a 7,5 V. As diferenças das amplitudes do patamares nas tensões impostas no eixo devem-se às imperfeições no processo de comutação dos interruptores e a imprecisão no valor da capacitância calculada entre os enrolamentos do estator e o rotor ( $C_{wr}$ ). Nas regiões detalhadas na Figura 96, nota-se claramente interferências das imperfeições do processo de comutação assimétrico dos interruptores do conversor de frequência.

Figura 96 – Comparação das formas de onda tensão imposta no eixo medida e simulada na frequência de comutação de 5 kHz na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

Figura 97 – Comparação das formas de onda tensão imposta no eixo medida e simulada na frequência de comutação de 2,5 kHz na MAT de pequeno porte.



Fonte: O autor.

## 5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram investigadas as grandezas de interesse na MAT de pequeno porte. Como apresentado por meio de comparações, as formas de onda das tensões de modo comum e das tensões impostas no eixo são próximas. Isto deve-se aos valores calculados dos parâmetros que compõem os circuitos elétricos equivalentes de alta frequência do cabo, da MAT e de suas capacitâncias parasitas. Os valores calculados e medidos das capacitâncias parasitas são próximos, fornecendo amplitudes de patamares nas tensões impostas no eixo similares às amplitudes de patamares medidas. Nesta MAT de pequeno porte, verificou-se que as amplitudes de patamares nas tensões impostas no eixo calculadas pelas capacitâncias parasitas medidas na frequência de 1 kHz são mais próximos dos valores medidos das amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo. Para as amplitudes dos patamares nas tensões impostas no eixo estimadas pelos valores calculados das capacitâncias parasitas por parâmetros de projeto, obtêm-se valores próximos aos medidos para a frequência de comutação de 2,5 kHz. Isto ocorreu para ambas as MATs, não necessitando realizar um estudo em MATs de tamanhos intermediários.

## 6 CONCLUSÃO

Estudou-se neste trabalho os fenômenos que causam correntes em mancais de MATs, conforme especificamente tratado no capítulo 2. Em MATs alimentadas diretamente pela rede comercial, com formas de onda senoidais, há correntes indesejáveis nos rolamentos devido às assimetrias típicas das MATs e aos possíveis efeitos eletrostáticos. Estas correntes são agravadas quando as MATs são alimentadas por conversores de frequência, devido a alimentação do tipo *PWM* aplicadas nas MATs que geram inerentemente uma tensão elétrica de modo comum entre o ponto de neutro e a carcaça aterrada, com característica pulsada. Este tipo de forma de onda excitam as capacitâncias parasitas nas MATs provocando os surgimentos das correntes adicionais danosas, chamadas *EDM (Electric Discharge Machining* – usinagem por descarga elétrica), após o rompimento do dielétrico da graxa lubrificante por sobretensões, que atravessam os elementos girantes dos rolamentos. Estas correntes degradam as superfícies internas e externas das pistas do rolamento, diminuindo a vida útil dos mancais de rolamento. As correntes de modo comum proporcionam os mesmos efeitos danoso aos rolamentos.

O presente trabalho agregou contribuições das referências (Muetze, 2004), (De Paula et al., 2010), (Skibinski et al., 2006) e (Boglietti et al., 1999) para a investigação das correntes de rolamento. Este trabalho tem como primeira contribuição a reunião dos estudos destas referências em uma única abordagem, resultando na possibilidade de simular numericamente o sistema completo. Para tanto, foram apresentados modelos e metodologias para a determinação dos valores dos parâmetros. Uma segunda contribuição foi dar um passo adicional ao trabalho elaborado por (Muetze, 2004), o qual estima os valores das amplitudes dos patamares das formas de onda das tensões de modo comum e impostas no eixo, mas não apresentam os métodos de ensaio para a determinação dos valores das capacitâncias parasitas. A terceira contribuição foi propor uma metodologia adicional ao trabalho de (Wang et al., 2014) para o cálculo da capacitância de rolamento, levando em conta um cálculo que estima a superfície de contato das esferas com as pistas de maneira mais condizente com a realidade. Isto resultou valores de capacitâncias calculadas mais próxima aos seus valores reais medidos.

Na investigação sobre a influência da frequência de comutação do conversor para as frequências investigadas típicas de conversores comerciais de 2,5 e de 5 kHz,

não foram observadas alterações significativas no comportamento das grandezas relacionadas às questões investigadas neste trabalho. Sob o aspecto das correntes de rolamento, a investigação infere que as características do cabo de alimentação não influenciam significativamente nas intensidades de tais correntes.

Para validar os resultados investigados em uma MAT de médio porte (132 kW), utiliza-se também uma MAT de pequeno porte (5,5 kW). Em ambas as MATs os resultados de simulações/analíticos foram próximos aos resultados experimentais, validando a investigação realizada para esta faixa de potência de MATs. As simulações dos circuitos elétricos equivalentes de alta frequência para o conversor de frequência, para o cabo de alimentação e para a MAT apresentaram bons resultados, que podem ser utilizados para estimar os valores das tensões de modo comum e tensões impostas no eixo. Os resultados de cálculo das capacitâncias parasitas apresentaram também uma boa estimação de valores, pois foi possível estimar as amplitudes dos patamares das tensões impostas no eixo próximos aos valores medidos. No entanto, o valor da capacitância dos enrolamentos do estator para o rotor ( $C_{wr}$ ) apresentou uma diferença significativa entre o valor calculado e o medido, o que requer uma investigação mais aprofundada. Uma contribuição adicional deste trabalho foi tratar a MAT com rolamentos dianteiro e traseiro de tamanhos diferentes, com valores das capacitâncias ( $C_{b,NDE}$ ) e ( $C_{b,DE}$ ) distintos. Esta é uma das contribuições deste trabalho em relação ao que se encontra na literatura.

Sob o aspecto prático da instalação da MAT para que sejam reduzidas as amplitudes das correntes de rolamento, utiliza-se a configuração com o rolamento traseiro isolado da carcaça, que resultou em menores amplitudes de correntes de rolamento na MAT quando comparado com as outras configurações. Talvez esta seja a maior contribuição prática desta dissertação de mestrado.

## 6.1 PROPOSTAS DE TRABALHOS FUTUROS

As seguintes propostas de trabalhos futuros são sugeridas:

- Desenvolver/pesquisar novas propostas de modelos de alta frequência para o conversor de frequência, para o cabo de alimentação e para a MAT que levam em conta as imperfeições do processo de geração da forma de onda de alimentação PWM;

- Investigar os fenômenos e tensões limites relacionadas ao isolante do filme de graxa do rolamento, visando à definição de critérios práticos para aplicação segura;
- Desenvolver metodologia para encontrar os valores das capacitâncias parasitas utilizando *softwares* numéricos;
- Realizar estudos sobre as variações dos valores das capacitâncias parasitas em função da temperatura da MAT;
- Realizar as medições das correntes de rolamento *EDM* utilizando um dispositivo que possui uma frequência de medição maior que 16 MHz;
- Desenvolver metodologias de medições e programas numéricos para simular as correntes de rolamento *EDM* e circulantes;
- Desenvolver/pesquisar métodos para calcular a tensão induzida no eixo que produzem as correntes de rolamento circulantes quando a MAT é acionada por conversores de frequência;
- Otimizar o cálculo da capacitância parasita dos enrolamentos do estator para o rotor;
- Realizar medições das tensões induzidas no eixo devido à assimetria e às medições das tensões no eixo de origem eletrostática quando a MAT é acionada diretamente na rede elétrica;
- Medir correntes dos enrolamentos do estator à carga, aterrando apenas a carga;
- Estudar a eficácia de outras soluções contra a passagem de correntes elétricas pelos rolamentos de MATs acionadas por conversores de frequência, como escovas de aterramento do eixo, filtros de modo comum.

## REFERÊNCIAS

Bastos, J. P. **Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase Estática.**

Editora UFSC, Florianópolis, 2008.

Boglietti, A., Carpaneto, E., Dipartimento, T., & Industriale, E. (1999). **Induction Motor High Frequency Model.** Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat.No.99CH36370),3,1551–1558. <https://doi.org/10.1109/IAS.1999.805947>.

Busse, D., Erdman, J., Kerkman, R. J., Schlegel, D., & Skibinski, G. (1996). **System Electrical Parameters and Their Effects on Bearing Currents.** (March), 570-578.

Carpes Jr, W. P. **Propagação de Ondas em Linhas de transmissão.** Notas de Aula, Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

Chen, S., & Lipo, T. (1996). **Circulating Type Motor Bearing Current In Inverter Drives.** IEE Transaction on Industry Applications, 162-167.

<https://doi.org/10.1109/IAS.1996.557010>.

Chen, S., & Lipo, T. A. (1998). **Bearing Currents and Shaft Voltages of an Induction Motor Under Hard- and Soft-Switching Inverter Excitation.** IEEE Transactions on Industry Applications, 34(5), 1042–1048. <https://doi.org/10.1109/28.720444>.

Dhatrak, R. K., Nema, R. K., Dash, S. K., & Deshpande, D. M. (2015). **Mitigation of Bearing Current and Shaft Voltage Using Five Level Inverter in Three Phase Induction Motor Drive with SPWM Technique.** 2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control, ICIC 2015, 3(Icic), 1184–1189.

<https://doi.org/10.1109/IIC.2015.7150927>.

De Paula, H., Filho, B. J. C., De Souza, W. L., & Oliveira, T. R. (2010). **Uma proposta para a Modelagem de Inversores para o Estudo de Correntes de Modo Comum em Sistemas de Acionamento de Motores**. 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2010, 1–6. <https://doi.org/10.1109/INDUSCON.2010.5739991>.

Guia Técnico GAMBICA/REMA. **Motor Shaft Voltages and Bearing Currents Under PWM Inverter Operation**. 2002.

Januário, M. **Modelagem de Transformadores em Função da Frequência**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.

Januário, M. **Contribuição à Modelagem de Transformadores Operando em Condições Nominais Submetidos a Surtos**. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.

Marinov P., R. M. M. **Measuring Bearing Currents**. Dissertação (Mestrado) - Universidade de Tecnologia Chalmers, 2005.

Mello, H.G.G. **Análise e Previsão de Pulsos de Tensão nos Terminais dos Motores de Indução Alimentados por Inversores de Frequência**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.

Melhorn, C. J., & Tang, L. (1997). **Transient Effects of PWM ASDs on Standard Squirrel Cage Induction Motors**. Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE, 3(4), 2689–2695 vol.3. <https://doi.org/10.1109/28.605750>.

Muetze. A. **Bearing Currents In Inverter-FED AC-Motors**. Tese (Doutorado) - Universidade Técnica de Darmstadt, 2004.

Niskanen, V. **Radio-Frequency-Based Measurement Methods For Bearing Current Analysis In Induction Motors**. Tese (Doutorado). Universidade de Tecnologia de Lappeenranta, 2014.

Oliveira, G. G. **Estudo de Modelos para Altas Frequências de Motores de Indução Trifásicos**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

Rüncos, F. **Modelagem, Projeto e Análise de Máquinas Assíncronass Trifásicas Duplamente Alimentadas Sem Escovas** . Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.

Rüncos, F. **Projeto e Análise da Máquina Elétrica Trifásica IV: A Modelagem e Aplicação da Máquina Elétrica**. Editora OitoNoveTrês, 2018.

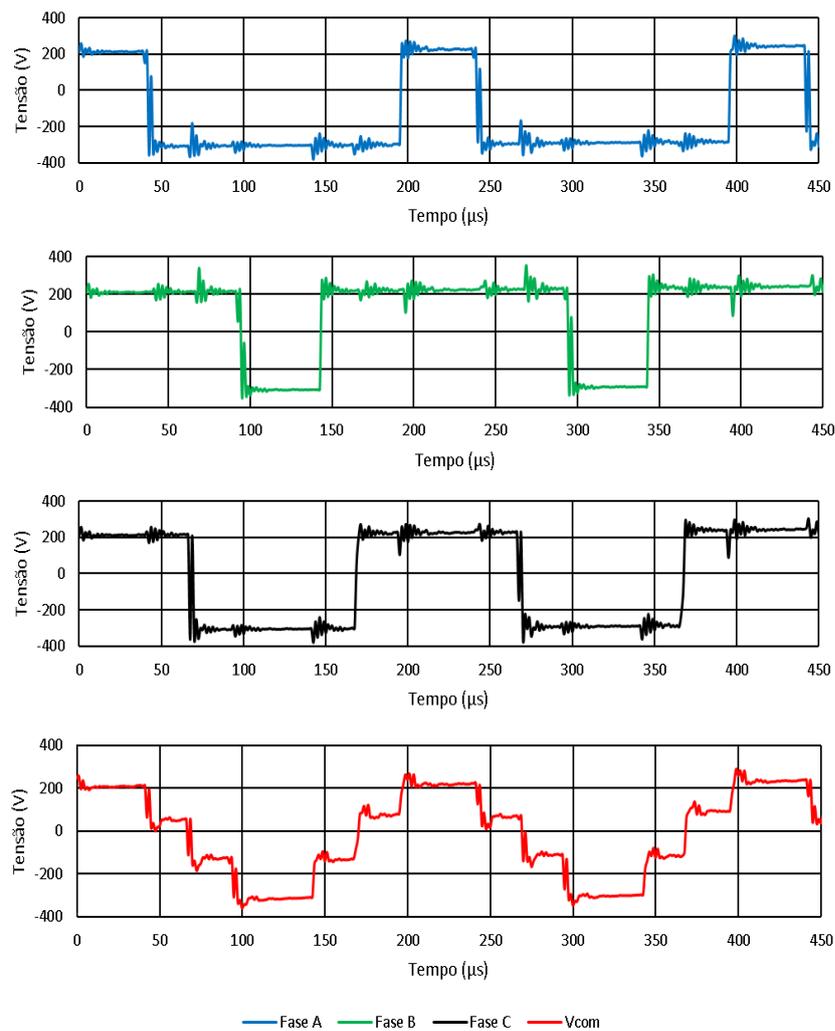
Skibinski, Gary, Tallam, R., Reese, R., Buchholz, B., & Lukaszewski, R. (2006). **Common Mode and Differential Mode Analysis of Three Phase Cables for PWM AC Drives**. Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society), 2(c), 880–888. <https://doi.org/10.1109/IAS.2006.256629>.

Wang, Y., Liu, W., Chen, Z. Bai, B. (2014). **Calculation of High Frequency Bearing Currents of PWM Inverter-Fed VF Induction Motor**. 2014 International Power Eletronics and Application Conference and Exposition, IIC 2014, 1(IIC). <https://doi.org/10.1109/IIC.2015.7150927>.

## APÊNDICE A – Origem da Tensão de Modo Comum

Na Figura A são apresentadas as formas de ondas das tensões das fases A, B e C que são aplicadas aos terminais de entrada da MAT e também a forma de da tensão de modo comum quando não ocorre a sobremodulação no conversor de frequência. A região de sobremodulação ocorre quando o valor da tensão modulada pelo conversor de frequência passa a ser maior do que a tensão no *link DC*, fazendo o índice de modulação do conversor de frequência ser maior que 1. Os patamares na forma de onda da tensão de modo comum originam-se devido aos estágios de comutação do conversor de frequência, como pode ser observado na Figura A.

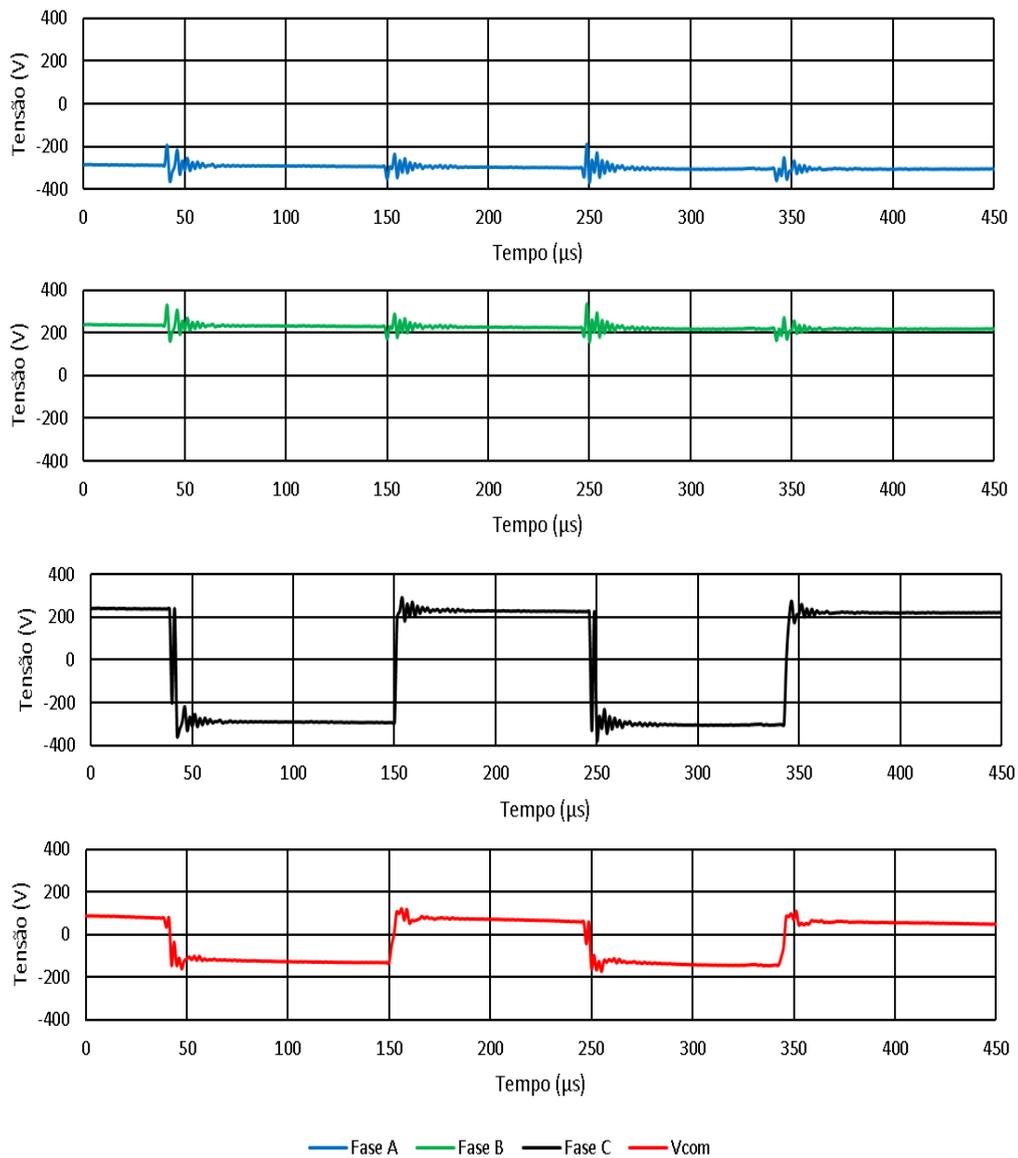
Figura A – Formas de onda das tensões aplicadas nos terminais da MAT e da tensão de modo comum sem ocorrer a sobremodulação.



Fonte: O autor.

Na Figura A.1 apresenta-se as formas de onda das tensões das fases A, B e C aplicadas nos terminais da MAT e a forma de onda da tensão de modo comum quando ocorre a sobremodulação no conversor de frequência.

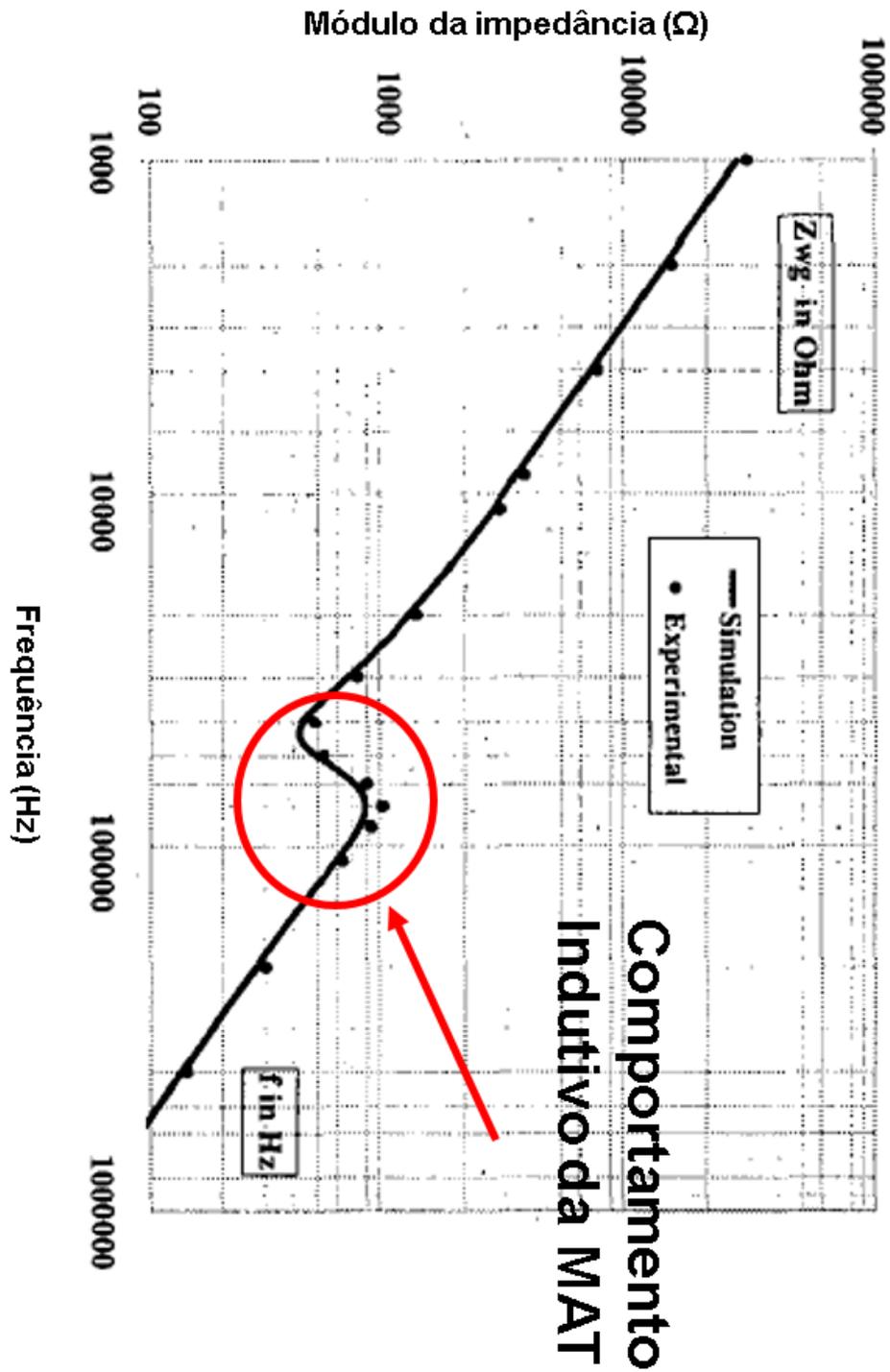
Figura A.1 – Formas de onda das tensões aplicadas nos terminais da MAT e da tensão de modo comum com a sobremodulação.



Fonte: O autor.

## APÊNDICE B – Comportamento Indutivo da MAT

Figura A – Ensaio de modo comum de referência.



Fonte: O autor.

## APÊNDICE C – Sistema de Simulação

Na Figura C apresenta-se o sistema de simulação empregado nas MATs estudadas no presente trabalho. Para a MAT de médio porte foram utilizados os valores dos parâmetros da Tabela C. Na MAT de pequeno porte, os valores dos parâmetros do circuito elétrico equivalente de alta frequência do cabo de alimentação foram obtidos para uma amostra de 5 metros de comprimento e, para representar os 25 metros de comprimento do cabo de alimentação, liga-se em série cinco circuitos elétricos do cabo de alimentação como apresentado na Figura C. Os valores dos parâmetros utilizados na simulação da MAT de pequeno porte são apresentados na Tabela C.1.

Tabela C – Valores dos parâmetros utilizados na MAT de médio porte.

<b>Valores das Capacitâncias parasitas do Conversor de Conversor de Frequência</b>					
<b>C</b>			<b>C<sub>f</sub></b>		
7,2 nF			-----		
<b>Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico de Alta Frequência do Cabo de Alimentação</b>					
<i>R<sub>s</sub></i>	<i>L<sub>s-eff</sub></i>	<i>C<sub>p-eff</sub></i>	<i>R<sub>sg</sub></i>	<i>L<sub>0-eff</sub></i>	<i>C<sub>0-eff</sub></i>
15,402 Ω	12 μH	307,2 nF	10,93 Ω	78 μH	519,9 nF
<b>Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico de Alta Frequência da MAT de Médio Porte</b>					
<i>C<sub>g</sub></i>	<i>R<sub>e</sub></i>		<i>L<sub>dHF</sub></i>		<i>R<sub>f</sub></i>
5,277 nF	151,464 Ω		0,3547 mH		20 Ω
<b>Valores das Capacitâncias parasitas da MAT de Médio Porte</b>					
<i>C<sub>wr</sub></i>		<i>C<sub>rf</sub></i>	<i>C<sub>b,DE</sub></i>	<i>C<sub>b,NDE</sub></i>	
0,174 nF		1,357 nF	957 pF	591,4 pF	

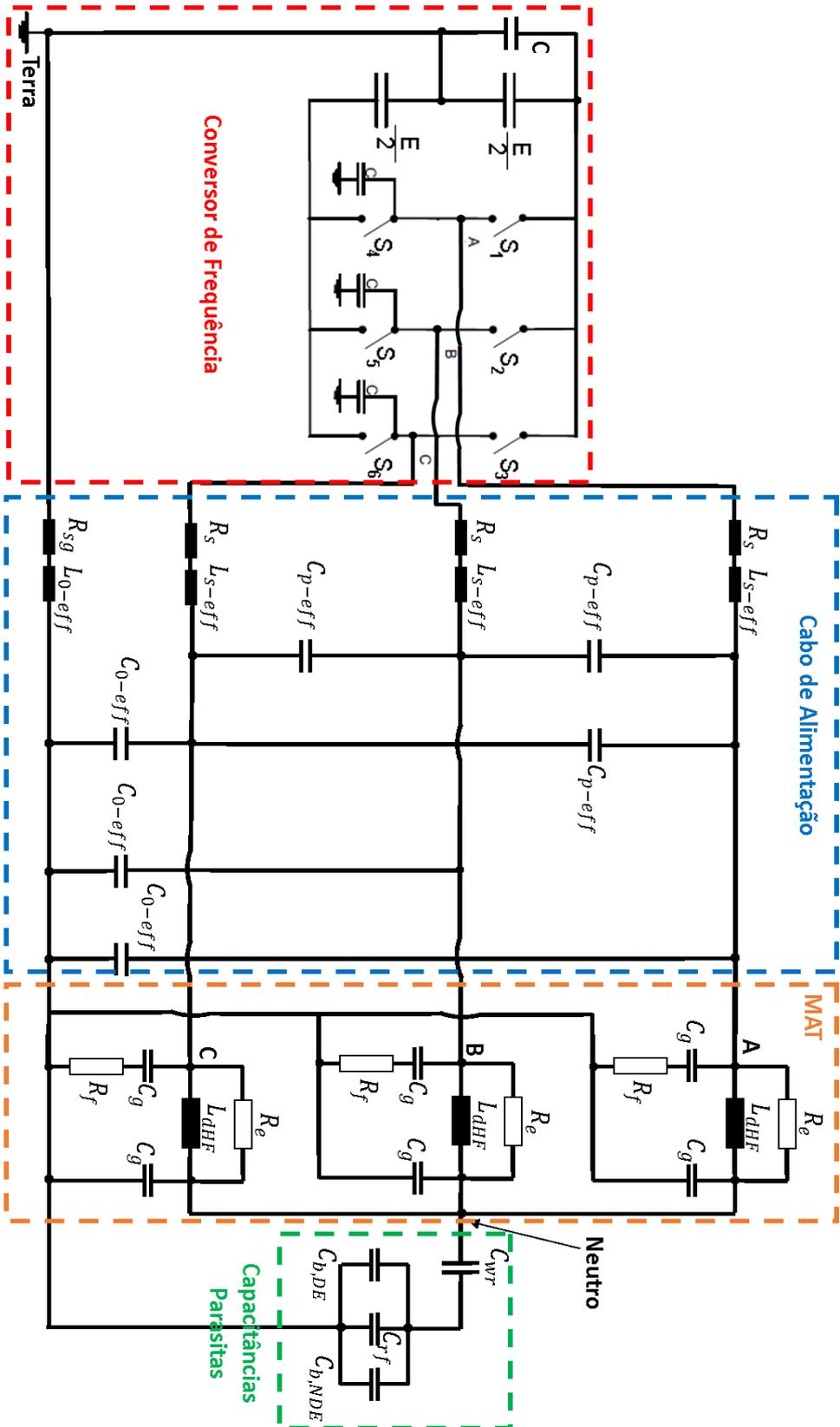
Fonte: O autor.

Tabela C.1 – Valores dos parâmetros utilizados na MAT de pequeno porte.

<b>Valores das Capacitâncias parasitas do Conversor de Conversor de Frequência</b>					
<b>C</b>			<b>C<sub>f</sub></b>		
7,2 nF			-----		
<b>Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico de Alta Frequência do Cabo de Alimentação</b>					
<i>R<sub>s</sub></i>	<i>L<sub>s-eff</sub></i>	<i>C<sub>p-eff</sub></i>	<i>R<sub>sg</sub></i>	<i>L<sub>0-eff</sub></i>	<i>C<sub>0-eff</sub></i>
0,167 Ω	3,7 μH	1,973 nF	0,174 Ω	8,445 μH	1,699 nF
<b>Valores dos Parâmetros do Circuito Elétrico de Alta Frequência da MAT de Médio Porte</b>					
<i>C<sub>g</sub></i>	<i>R<sub>e</sub></i>		<i>L<sub>dHF</sub></i>		<i>R<sub>f</sub></i>
0,6054 nF	3,612 kΩ		1,769 mH		20 Ω
<b>Valores das Capacitâncias parasitas da MAT de Médio Porte</b>					
<i>C<sub>wr</sub></i>		<i>C<sub>rf</sub></i>	<i>C<sub>b,DE</sub></i>	<i>C<sub>b,NDE</sub></i>	
50,9 pF		544,6 pF	488,6 pF	187,2 pF	

Fonte: O autor.

Figura C – Sistema de simulação.



Fonte: O autor.