

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

GABRIEL GARCIA CASTELO BRANCO

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA
MÁQUINA SÍNCRONA PENTAFÁSICA
DE ÍMÃS PERMANENTES OPERANDO
SOB CONDIÇÃO NORMAL E SOB
FALHA**

Porto Alegre
2023

GABRIEL GARCIA CASTELO BRANCO

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA
MÁQUINA SÍNCRONA PENTAFÁSICA
DE ÍMÃS PERMANENTES OPERANDO
SOB CONDIÇÃO NORMAL E SOB
FALHA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Energia

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

Porto Alegre
2023

GABRIEL GARCIA CASTELO BRANCO

**CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA
MÁQUINA SÍNCRONA PENTAFÁSICA
DE ÍMÃS PERMANENTES OPERANDO
SOB CONDIÇÃO NORMAL E SOB
FALHA**

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

Orientador: _____

Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira, UFRGS

Doutor pela Universidade de Kaiserslautern – Kaiserslautern,
Alemanha

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ademir Nied, UDESC

Doutor pela Universidade Federal de Minas Gerais, UFMG – Belo Horizonte,
Brasil

Prof. Dr. César Cataldo Scharlau, UFSC

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina, UFSC – Florianópolis,
Brasil

Prof. Dr. Paulo R. Eckert, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul, UFRGS – Porto
Alegre, Brasil

Coordenador do PPGE: _____

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner

Porto Alegre, maio de 2023.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, Elisabete Fernandes Garcia e Francisco Gervásio Castelo Branco, em especial pela dedicação e apoio em todos os momentos difíceis, meus maiores exemplos.

AGRADECIMENTOS

Ao meu pai Francisco Gervásio Castelo Branco e à minha mãe Elisabete Fernandes Garcia, por todo apoio dedicado a mim durante toda a minha vida. Também, à minha companheira Gabrielli, pela paciência e companheirismo ao longo desta caminhada.

Meus sinceros agradecimentos também ao meu orientador, professor Luís Alberto Pereira, pela amizade, ensinamentos transmitidos, paciência e por confiar a mim o tema deste trabalho. Ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, pela oportunidade de realizar o curso de Mestrado em Engenharia Elétrica. À Miriam Rosek que mantém o PPGEE funcionando. Também, à CAPES pela provisão da bolsa de Mestrado.

Ao meu amigo e colega Rodrigo Borges Tavares, pela amizade, ajuda e contribuições para o desenvolvimento do trabalho. Ao professor Guilherme Nicol pela amizade e auxílio durante a realização dos ensaios experimentais. Ao meu amigo e colega Guilherme Keiel pelo auxílio nas medições.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001.

Agradeço também à empresa WEG Equipamentos Elétricos S.A pelo fornecimento dos dois protótipos, os quais foram fundamentais para o estudo e validação do modelo proposto nesta dissertação.

RESUMO

Tendo em vista as características atrativas de máquinas síncronas com cinco fases a ímãs permanentes, o presente trabalho propõe um modelo analítico para este tipo de máquina operando em regime permanente normal e sob abertura de uma fase, considerando componentes harmônicas na indução do entreferro. A fim de testar e validar o modelo, foram utilizados dois protótipos de 1,5 kW disponíveis na UFRGS com diferentes características em termos de conteúdo harmônico da indução do entreferro. O primeiro deles, apresenta uma distribuição da indução radial no entreferro aproximadamente senoidal, enquanto o segundo possui uma indução aproximadamente trapezoidal. Primeiramente, é realizada uma revisão bibliográfica na área de máquinas elétricas com mais de três fases a ímãs permanentes, onde são discutidas as vantagens, desvantagens, modelos analíticos e principais trabalhos publicados nos últimos anos. Na sequência, é apresentado um modelo analítico, onde para simplificar, foi considerada, além da componente fundamental, a componente de terceiro harmônico na indução do entreferro, não havendo contudo restrição para a tensão terminal. Além disso, uma transformação de coordenadas complexa é aplicada ao sistema original de equações, sendo na sequência as equações transformadas para o sistema de coordenadas do rotor. Diferente da maioria dos trabalhos encontrados na literatura, as transformações de coordenadas utilizadas aqui são as mesmas tanto para a operação normal como para a operação sob falha. São também abordados os parâmetros necessários para o modelo, sendo apresentado o método adotado para o cálculo das indutâncias, resistência de fase e tensões induzidas em vazio. Finalmente, para validar e testar o modelo proposto, foram feitas análises com o método de elementos finitos e ensaios com os dois protótipos, sendo ambos resultados comparados com os obtidos com o modelo analítico. Os testes realizados incluíram a operação como motor e gerador em regime permanente normal e sob falha, sendo observada uma concordância boa para as correntes e torque eletromagnético obtidas com o modelo e através de ensaios e elementos finitos. Assim, os resultados numéricos e os obtidos com ensaios indicam que o modelo proposto é válido e descreve o comportamento de ambos os protótipos com boa acurácia.

Palavras-chave: Máquina de ímãs permanente, Máquina pentafásica, Operação sob falha, Modelo analítico, Determinação de parâmetros.

ABSTRACT

The present work proposes an analytical model for five-phase synchronous permanent-magnet machines operating under normal steady state and with one phase opened, considering harmonic components in the airgap induction. To test and validate the model, two 1, 5 kW prototypes available at UFRGS with different characteristics in terms of the harmonic content of airgap induction were used. The first prototype was designed to produce an approximately sinusoidal induction distribution in the airgap, while the second was designed to produce an approximately trapezoidal induction distribution. First, a literature review is introduced with a focus on permanent-magnet synchronous machines with more than three phases, where their advantages are discussed, along with their drawbacks and limitations of existing analytical models. Next, an analytical model is presented, where for shortness, in addition to the fundamental component, the third harmonic component of the air-gap induction was also considered, yet with no restriction on the terminal voltage. Further, a complex coordinate transformation is applied to the original equation system, and subsequently, the stator quantities are transformed into the rotor coordinate system. Different from the major works found in the literature, the coordinate transformation used in this work remains the same for both normal and also faulty operations. The required parameters of the model are also addressed, together with the method adopted for calculating inductances, phase resistances, and induced no-load voltages. Finally, to validate and test the proposed model, analyses with the finite element method and tests with the two prototypes were carried out, and the results obtained with both approaches were compared with those obtained with the analytical model. The experimental tests included the operation at steady state as a motor and generator under normal and faulty conditions. A good agreement was observed between the currents and electromagnetic torque estimated with the model and those obtained through tests and the finite element method. Therefore, the results led to the conclusion that the proposed model is valid and describes the behavior of both prototypes with good accuracy.

Keywords: Permanent Magnet Machine, Five-phase Machine, Faulty Operation, Analytical Model, Determination of Parameters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diagrama simplificado de um aerogerador utilizando MIP.	26
Figura 2 – Falhas em MSIPs.	27
Figura 3 – Sistema com redundância para cargas críticas.	29
Figura 4 – Diagrama de controle tolerante a falta de fase para MSPIP.	32
Figura 5 – Seção transversal das MSPIPs.	35
Figura 6 – Espectro harmônico da indução no entreferro das MSPIPs a vazio. . .	38
Figura 7 – Esquema do enrolamento das MSPIPs (apenas a fase 1 é representada), sendo as ranhuras pares em cinza claro e as ranhuras ímpares em cinza escuro.	38
Figura 8 – Indução no entreferro da Máquina 1 a vazio.	39
Figura 9 – Indução no entreferro da Máquina 2 a vazio.	39
Figura 10 – Representação esquemática simplificada da MSPIP considerando a tensão de deslocamento de neutro.	42
Figura 11 – Posição relativa do estator e rotor dada pelos eixos magnéticos. . . .	50
Figura 12 – Fluxograma do Método 1.	58
Figura 13 – Mapa de campo para a situação em vazio (a) e distribuição da indução ao longo da seção da coroa (b).	59
Figura 14 – Distribuição da indução ao longo da seção da coroa do estator mostrada na Figura 13 (a) para diferentes valores de corrente na fase 1 da máquina.	60
Figura 15 – Mapa de campo para a situação com corrente de 20 A na fase 1. . . .	61
Figura 16 – Indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 do estator obtidas com o Método 1.	62
Figura 17 – Magnitude das componentes harmônicas presentes nas indutâncias da fase 1.	63
Figura 18 – Fluxograma do Método 2.	65
Figura 19 – Fluxos concatenados nas cinco fases para a condição em vazio. . . .	66
Figura 20 – Mapa de campo para a condição em vazio.	66
Figura 21 – Fluxo próprio concatenado na fase 1 e fluxos mútuos concatenados para a condição com corrente.	66
Figura 22 – Indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 obtidas através do Método 2.	67
Figura 23 – Magnitude das componentes harmônicas da indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 (Método 2).	68
Figura 24 – Ângulos de defasagem das componentes harmônicas da indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 (Método 2).	69

Figura 25 – Indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 obtidas via análises com MEF (linhas sólidas) e estimada através da expressão (68) (linha tracejadas).	70
Figura 26 – Tensões induzidas a vazio da Máquina 1 obtidas através de análises com MEF.	72
Figura 27 – Magnitude e ângulos de defasagem das componentes harmônicas de $e_1(t)$ da Máquina 1.	73
Figura 28 – Componente fundamental e componente de terceiro harmônico da tensão induzida a vazio no enrolamento da fase 1 da Máquina 1. . . .	73
Figura 29 – Tensões induzidas a vazio da Máquina 2 obtidas através de análises com MEF.	74
Figura 30 – Magnitude e ângulos de defasagem das componentes harmônicas de $e_1(t)$ da Máquina 2.	74
Figura 31 – Componente fundamental e componente de terceiro harmônico da tensão induzida a vazio no enrolamento da fase 1 da Máquina 2. . . .	75
Figura 32 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico utilizando o Conjunto 1 de indutâncias (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação com uma forma de onda senoidal. .	78
Figura 33 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico utilizando o Conjunto 1 de indutâncias e das análises com MEF para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.	80
Figura 34 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico utilizando o Conjunto 2 de indutâncias (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.	82
Figura 35 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico utilizando o Conjunto 2 de indutâncias e análises com MEF para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.	83
Figura 36 – Indutância própria da fase 1 do estator estimada com o Método 1 e Método 2 em função da posição do rotor.	85
Figura 37 – Distribuição do campo do Método 1 para $\theta_e = 0^\circ$	86
Figura 38 – Distribuição do campo do Método 2 para $\theta_e = 0^\circ$	87
Figura 39 – Distribuição do campo do Método 1 para $\theta_e = 98^\circ$	87
Figura 40 – Distribuição do campo do Método 2 para $\theta_e = 98^\circ$	88
Figura 41 – Tensões de alimentação adotadas para as simulações.	90
Figura 42 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.	91
Figura 43 – Potências e torques da Máquina 2 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.	93
Figura 44 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 50% da carga nominal e tensões alimentação senoidais.	94

Figura 45 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação com 50% carga nominal e tensões de alimentação senoidais.	95
Figura 46 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 50% carga e tensões de alimentação senoidais.	96
Figura 47 – Potências e torques da Máquina 2 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação com 50% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.	98
Figura 48 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais.	99
Figura 49 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais.	100
Figura 50 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais.	101
Figura 51 – Potências e torques da Máquina 2 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação 100% com carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais.	103
Figura 52 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.	104
Figura 53 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico e análises com MEF para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.	105
Figura 54 – Componentes harmônicas do torque eletromagnético da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico e análises com MEF para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.	106
Figura 55 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.	107
Figura 56 – Potências e torques da Máquina 2 obtidos através do modelo analítico e análises com MEF para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.	108
Figura 57 – Componentes harmônicas do torque eletromagnético da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico e análises com MEF para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação com uma forma de onda senoidal e uma fase aberta.	109
Figura 58 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação como gerador com 100% da carga nominal.	110

Figura 59 – Potências da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação como gerador com 100% da carga nominal.	111
Figura 60 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação como gerador com 100% da carga nominal e uma fase aberta.	112
Figura 61 – Potências da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação como gerador com 100% da carga nominal e uma fase aberta.	113
Figura 62 – MSPIPs utilizadas nos ensaios para validação experimental e plataforma de acionamento.	116
Figura 63 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas com o modelo analítico (linhas tracejadas) e com os ensaios (linhas sólidas) para a operação como motor com 50% da carga nominal, velocidade de 900 rpm e tensões de alimentação senoidais.	117
Figura 64 – Tensões induzidas a vazio da Máquina 1 medidas (linhas sólidas) e obtidas através de análises com MEF (linhas tracejadas) para a operação com velocidade de 900 rpm.	118
Figura 65 – Espectro harmônico da tensão induzida a vazio na fase 1 da Máquina 1 para a operação com velocidade de 900 rpm.	118
Figura 66 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas com o modelo analítico com as tensões induzidas a vazio medidas (linhas tracejadas) e as medidas durante os ensaio (linhas sólidas) para a operação como motor com 50% da carga nominal, velocidade de 900 rpm e tensões de alimentação senoidais.	120
Figura 67 – Comparação entre a forma de onda da componente fundamental e componente de terceiro harmônico medida e a obtida com o modelo analítico para operação da Máquina 1 como motor com 50% da carga nominal, velocidade de 900 rpm e tensões de alimentação senoidais.	121
Figura 68 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas com o modelo analítico (linhas tracejadas) e com os ensaios (linhas sólidas) para a operação como motor com 50% da carga nominal, velocidade de 900 rpm, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.	123
Figura 69 – Tensões induzidas a vazio da Máquina 2 medidas (linhas sólidas) e obtidas através de análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com velocidade de 900 rpm.	125
Figura 70 – Espectro harmônico da tensão induzida a vazio na fase 1 da Máquina 2 para a operação com velocidade de 900 rpm.	126
Figura 71 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e dos ensaios (linhas sólidas) para a operação como gerador com velocidade de 900 rpm.	126
Figura 72 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e dos ensaios (linhas sólidas) para a operação como gerador sob falha com velocidade de 900 rpm.	128

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Máquinas elétricas utilizadas na tração de veículos elétricos.	26
Tabela 2 –	Configurações de MSIPs.	30
Tabela 3 –	Características das MSPIPs.	35
Tabela 4 –	Características do enrolamento das MSPIPs.	36
Tabela 5 –	Indutâncias em mH utilizadas nas simulações do modelo analítico. . .	77
Tabela 6 –	Comparação fasores de corrente da Figura 32. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	79
Tabela 7 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 33, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.	80
Tabela 8 –	Comparação fasores de corrente da Figura 34. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	82
Tabela 9 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 35, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.	83
Tabela 10 –	Comparação fasores de corrente da Figura 42. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	92
Tabela 11 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 43, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.	93
Tabela 12 –	Comparação fasores de corrente da Figura 44. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	94
Tabela 13 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 45, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.	96

Tabela 14 –	Comparação fasores de corrente da Figura 46. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	97
Tabela 15 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 47, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.	97
Tabela 16 –	Comparação fasores de corrente da Figura 48. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	99
Tabela 17 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 49, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.	101
Tabela 18 –	Comparação fasores de corrente da Figura 50. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	102
Tabela 19 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 51, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.	102
Tabela 20 –	Comparação fasores de corrente da Figura 52. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	104
Tabela 21 –	Comparação fasores de corrente da Figura 55. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	107
Tabela 22 –	Comparação fasores de corrente da Figura 58. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	110
Tabela 23 –	Comparação fasores de corrente da Figura 60. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	112

Tabela 24 –	Comparação fasores de corrente da Figura 66. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	120
Tabela 25 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potências e torque de saída estimados através dos ensaios e obtidos com modelo analítico para a operação da Máquina 1 como motor, assumindo como referência os resultados obtidos com ensaios.	122
Tabela 26 –	Comparação fasores de corrente da Figura 68. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	124
Tabela 27 –	Comparação e diferenças percentuais dos valores de potências e torque de saída estimados através dos ensaios e obtidos com modelo analítico para a operação da Máquina 1 como motor sob falha, assumindo como referência os resultados obtidos com ensaios.	124
Tabela 28 –	Comparação fasores de corrente da Figura 71. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	127
Tabela 29 –	Comparação fasores de corrente da Figura 72. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.	129

LISTA DE ABREVIATURAS

LASCAR Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica

MCC Máquina de Corrente Contínua

MEF Método dos Elementos Finitos

MI Máquina de Indução

MSIP Máquina Síncrona de Ímã Permanente

MSPIP Máquina Síncrona Pentafásica de Ímã Permanente

MSTIP Máquina Síncrona Trifásica de Ímã Permanente

LISTA DE SÍMBOLOS

*	complexo conjugado
α	coeficiente de temperatura do material do enrolamento [C^{-1}]
$\alpha_{l_{ew}}$	fator de correção da permeância do comprimento axial das cabeças das bobinas
α_{ew}	fator de correção da permeância do comprimento axial das bobinas
α_w	fator de correção da permeância do estator
δ	entreferro [m]
$\Delta\phi_n$	diferença média percentual dos ângulos de defasagem da harmônica de ordem n das correntes de fase [%]
$\Delta\epsilon_n$	diferença média percentual das amplitudes da harmônica de ordem n das correntes de fase [%]
μ_0	permeabilidade do vácuo [H/m]
ω_e	velocidade angular elétrica [rad/s]
ω_m	velocidade angular mecânica [rad/s]
ω_n	velocidade angular nominal [rad/s]
ϕ_{rxx}^n	ângulo da harmônica de ordem n da indutância própria da fase x , devido a variação da relutância [graus elétricos]
ϕ_{rxy}^n	ângulo da harmônica de ordem n da indutância mútua entre a fase y e x do estator, devido a variação da relutância [graus elétricos]
ψ_x^A	fluxo concatenado pela fase x do estator para a condição em vazio, sem corrente nas fases [Wb]
ψ_{xx}^B	fluxo próprio da fase x do estator [Wb]
ψ_{xy}^B	fluxo mútuo entre a fase y e fase x do estator [Wb]
ψ_{xx}^C	fluxo próprio da fase x do estator, descontando a parcela do fluxo concatenado a vazio [Wb]
ψ_{xy}^C	fluxo mútuo entre a fase y e x do estator, descontando a parcela do fluxo concatenado a vazio [Wb]
ρ_s	resistividade dos condutores do enrolamento do estator [$\Omega \cdot m$]
τ_{pm}	passo polar para o diâmetro médio das cabeças das bobinas [m]

τ_p	passo polar [m]
τ_{um}	passo de ranhura para o diâmetro médio das cabeças das bobinas [m]
θ_e	ângulo entre o eixo magnético do rotor e o eixo magnético da fase 1 do estator [graus elétricos]
B_a	constante de atrito da carga [N·m·s]
B_m	constante de atrito da máquina [N·m·s]
B_c	indução na coroa do estator [T]
B_δ	indução no entreferro [T]
B_δ^n	harmônica de ordem n da indução no entreferro [T]
\hat{B}_m	máximo valor de indução [T]
d	densidade específica [kg/m ³]
D_s	diâmetro interno do estator [m]
D_r	diâmetro externo do rotor [m]
e_x	tensão induzida a vazio na fase x [V]
\tilde{e}_g	componente de sequência g das tensões induzidas no sistema de coordenadas do estator [V]
\tilde{e}_g^r	componente de sequência g das tensões induzidas no sistema de coordenadas do rotor [V]
e_{gd}^r	componente de eixo direto da componente de sequência g das tensões induzidas, no sistema de coordenadas do rotor [V]
e_{gq}^r	componente de eixo de quadratura da componente de sequência g das tensões induzidas, no sistema de coordenadas do rotor [V]
e_{xn}	harmônica de ordem n da tensão induzida a vazio na fase x [V]
f	frequência elétrica [Hz]
F_{cb}	fator de correção para o comprimento das cabeças do enrolamento
h_r	altura das ranhuras do estator [m]
i_x	corrente da fase x do estator [A]
\tilde{i}_g	componente de sequência g das correntes no sistema de coordenadas do estator [A]
\tilde{i}_g^r	componente de sequência g das correntes no sistema de coordenadas do rotor [A]
i_{gd}^r	componente de eixo direto da componente de sequência g das correntes no sistema de coordenadas do rotor [A]
i_{gq}^r	componente de eixo de quadratura da componente de sequência g das correntes no sistema de coordenadas do rotor [A]
\bar{I}_x^n	fasor da harmônica de ordem n da corrente da fase x [A]
J_m	momento de inércia do rotor da máquina [kg·m ²]

J_c	momento de inércia da carga [kg·m ²]
k_c	coeficiente de perdas por correntes de Foucalt [W/(T ² ·Hz ² ·m ³)]
k_h	coeficiente de perdas por histerese [W/(T ² ·Hz·m ³)]
K_m	fator experimental dado em função do tipo de máquina e sistema de arrefecimento [W·s ² /m ⁴]
l_w	comprimento das cabeças das bobinas [m]
L_{xx}^n	indutância própria da fase x do estator associada a componente harmônica n [H]
L_{xy}^n	indutância mútua entre a fase y e x do estator associada a componente harmônica n [H]
L_δ	indutância de dispersão do estator [H]
L_r	indutância devido a variação da relutância [H]
L_w	indutância de dispersão das cabeças das bobinas [H]
l_s	comprimento axial do pacote de chapas [m]
l_{ew}	comprimento axial do fim das cabeças das bobinas [m]
l_{wm}	comprimento axial médio do fim das cabeças das bobinas [m]
m	número de fases do estator
n	ordem da componente harmônica
p	número de pares polos
P_h	perdas por histerese [W]
P_c	perdas por corrente de Foucalt [W]
P_k	perdas mecânicas [W]
P_m	perdas magnéticas [W]
P_e	potência eletromagnética [W]
P_i	potência de entrada [W]
P_n	potência nominal [W]
P_s	potência de saída [W]
q	número de ranhuras por polo e fase
Q_p	número de ranhuras sob um polo
r_e	raio externo do rotor [m]
R	resistência de fase da máquina para uma temperatura de operação de 105° C [Ω]
R_{T_0}	resistência de fase da máquina para uma temperatura de operação de 20° C [Ω]
S_{cs}	seção dos condutores do enrolamento do estator [m ²]
t	tempo [s]
T_L	torque de carga [N·m]

T_n	torque nominal [N·m]
T_e	torque eletromagnético [N·m]
T_s	torque de saída [N·m]
T_0	temperatura inicial dos condutores do enrolamento [C]
T_f	temperatura final dos condutores do enrolamento [C]
u	velocidade periférica [m/s]
v_x	tensão aplicada à fase x do estator [V]
\tilde{v}_g	componente de sequência g das tensões de entrada no sistema de coordenadas do estator [V]
\tilde{v}_g^r	componente de sequência g das tensões de entrada no sistema de coordenadas do rotor [V]
v_{gd}^r	componente de eixo direto da componente de sequência g das tensões de entrada no sistema de coordenadas do rotor [V]
v_{gq}^r	componente de eixo de quadratura da componente de sequência g das tensões de entrada no sistema de coordenadas do rotor [V]
V_s	volume de ferro [m ³]
Y_b	passo do enrolamento em ranhuras
W_b	número de espiras por bobina
W_{st}	número do total de espiras em série
W_{ew}	passo do enrolamento médio [m]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	22
1.1	Objetivos	22
1.2	Organização do Trabalho	23
1.3	Motivação	23
1.4	Estado da Arte	25
1.5	Objetos de Estudo da Dissertação	34
1.6	Considerações Finais	37
2	MODELO MATEMÁTICO PARA MSPIP INCLUINDO HARMÔNICOS DE ESPAÇO E TEMPO	40
2.1	Equações das MSPIPs	42
2.2	Matriz de Resistência da Máquina sem a Fase 1	45
2.3	Equações da MSPIP Considerando a Abertura da Fase 1	45
2.4	Equações da MSPIP no Sistema de Coordenadas do Rotor Considerando uma Fase Aberta	49
2.5	Considerações Finais	54
3	DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE MSPIP	55
3.1	Determinação das Indutâncias Próprias e Mútuas do Estator	55
3.1.1	Método 1	57
3.1.2	Método 2	64
3.2	Resistências de Fase	71
3.3	Tensões Induzidas a Vazio	71
3.4	Momento de Inércia	75
3.5	Perdas Mecânicas	75
3.6	Perdas Magnéticas	76
3.7	Validação de um Conjunto de Indutâncias para as MSPIPs	77
3.7.1	Máquina 1 - Conjunto 1 de Indutâncias	78
3.7.2	Máquina 1 - Conjunto 2 de Indutâncias	81
3.7.3	Análise e Discussão dos Resultados	84
3.8	Considerações Finais	86
4	VALIDAÇÃO DO MODELO PROPOSTO ATRAVÉS DE ANÁLISES COM MEF	89
4.1	Operação como Motor	91
4.1.1	MSPIPs com 100% da Carga Nominal e Tensões de Alimentação Senoidais	91
4.1.2	MSPIPs com 50% da Carga Nominal e Tensões de Alimentação Senoidais	93

4.1.3	MSPIPs com 100% da Carga Nominal e Tensões de Alimentação Trape- zoidais	98
4.2	Operação como Motor sob Falha	103
4.3	Operação como Gerador	109
4.4	Operação como Gerador sob Falha	111
4.5	Considerações Finais	113
5	VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO PROPOSTO	115
5.1	Ensaio como Motor	116
5.2	Ensaio como Motor sob Falha	122
5.3	Ensaio como Gerador	124
5.4	Ensaio como Gerador sob Falha	127
5.5	Considerações Finais	129
6	CONCLUSÕES	130
6.1	Sugestões de Trabalhos Futuros	133
	REFERÊNCIAS	134
	APÊNDICE A- DADOS DOS PROTÓTIPOS ANALISADOS	144
	APÊNDICE B- DETERMINAÇÃO DA TENSÃO FASE-NEUTRO DE MS- PIP - CONEXÃO EM ESTRELA	148
	APÊNDICE C- CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO MODELO PROPOSTO	151
C.1	Cálculo da Indutância de Dispersão das Cabeças das Bobinas	151
C.2	Cálculo da Resistência de Fase dos Protótipos	153
C.3	Cálculo do Momento de Inércia	154
C.4	Cálculo das Perdas Mecânicas	154
C.5	Perdas Magnéticas Estimadas	154
	APÊNDICE D- DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA	157
	APÊNDICE E - ARTIGOS SUBMETIDOS DURANTE O DESENVOLVIMENTO DA DISSERTAÇÃO	162

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo inicial, os objetivos principais e secundários da dissertação são apresentados. Além disso, a motivação para a realização do presente estudo também é apresentada e discutida. Na sequência, é feita uma revisão bibliográfica sobre estado da arte do tema escolhido para a dissertação. Por fim, são apresentadas duas máquinas síncronas pentafásicas de ímãs permanentes, as quais são utilizadas como estudo de caso nesta dissertação.

1.1 Objetivos

A presente dissertação tem como objetivo principal desenvolver um modelo analítico capaz de representar o comportamento de máquinas síncronas pentafásicas de ímãs permanentes (MSPIPs) operando normalmente e também sob abertura de uma fase do estator em regime permanente. Para atingir o objetivo principal da dissertação, os seguintes objetivos secundários foram estabelecidos:

- estudar dois protótipos de MSPIPs disponíveis na UFRGS;
- desenvolver um modelo analítico capaz de representar as MSPIPs operando em regime permanente sem falha e sob falha;
- determinar os parâmetros das MSPIPs;
- realizar análises com o Método de Elementos Finitos a fim de validar o modelo analítico desenvolvido;
- realizar uma comprovação experimental;
- analisar a acurácia do modelo analítico considerando regimes típicos de operação de MSPIPs.

1.2 Organização do Trabalho

A dissertação está dividida em 6 capítulos. No Capítulo 1 é apresentada a motivação do estudo, são delineados os objetivos e estado da arte.

No Capítulo 2, um modelo analítico é desenvolvido para representar o comportamento das MSPIPs operando em regime permanente saudável (normal) e com uma fase aberta. Como resultado, um conjunto de equações transformadas são propostas para descrever as MSPIPs.

A seguir, no Capítulo 3, os parâmetros necessários para estabelecer o modelo analítico equivalente para as MSPIPs são determinados. São apresentados em detalhes os métodos utilizados para estimar as indutâncias, a resistência de fase, a tensão induzida em vazio e o momento de inércia. As perdas mecânicas e perdas magnéticas consideradas no modelo analítico também são apresentadas no Capítulo 3.

No Capítulo 4 os resultados obtidos com o modelo analítico são comparados com os resultados obtidos com análises realizadas com o Método de Elementos Finitos (MEF) usando o Software *Ansys-Maxwell*[®].

No Capítulo 5, é feita uma validação experimental, sendo os resultados do modelo analítico comparados com os resultados obtidos através de ensaios dos protótipos das MSPIPs.

No Capítulo 6, são apresentadas as conclusões sobre o estudo desenvolvido e sugestões para trabalhos futuros sobre MSPIPs considerando a operação normal e com uma fase aberta.

1.3 Motivação

Estudos sobre máquinas síncronas de ímãs permanentes (MSIPs) são realizados há muitos anos, uma vez que este tipo de máquina apresenta características atrativas, como por exemplo elevada densidade de torque, alto rendimento, boa resposta dinâmica e capacidade de ser aplicada em uma ampla faixa de velocidade. No entanto, inicialmente, existia uma dificuldade no acionamento das MSIPs, pois elas não são capazes de partir conectadas diretamente ao sistema elétrico. Desta forma, os estudos sobre MSIPs eram voltados para a análise, projeto e técnicas de acionamento de MSIPs. Porém, nos últimos anos os avanços tecnológicos e melhorias nas áreas dos ímãs permanentes, dispositivos semicondutores, acionamento e controle de máquinas, impulsionaram estudos e aplicações de MSIPs nas mais diversas áreas.

Além disso, atualmente, a maioria dos países industrializados e em desenvolvimento vem adotando uma posição mais rígida em relação ao consumo de combustíveis fósseis e emissão de gases poluentes, devido o agravamento do efeito estufa. Desta forma, estudos sobre a expansão da mobilidade elétrica adquiriram um caráter mais relevante. Sabe-se que máquinas elétricas são um dos principais dispositivos que compõem sistemas de pro-

pulsão de embarcações marítimas, veículos elétricos e aviões elétricos. Deste modo, os incentivos para a mobilidade elétrica contribuíram para que estudos visando a melhoria, análise e controle de máquinas elétricas aumentassem significativamente. Para estas aplicações, as MSIPs vem chamando a atenção devido às suas características vantajosas, em especial em relação ao rendimento.

Além de serem utilizadas como motor em sistemas de propulsão, as MSIPs podem ser utilizadas como geradores elétricos. Um exemplo é a aplicação de MSIPs em aerogeradores para a geração de energia elétrica (ABB, 2013; GE, 2016).

No entanto, apesar de as MSIPs serem utilizadas em diversas aplicações, elas não estão livres de falhas que comprometem o seu funcionamento. Dentre as falhas que atingem estas máquinas, tem-se a abertura de uma fase do estator, devido a problemas na própria máquina ou também no conversor de acionamento. Este tipo de falha pode se tornar extremamente prejudicial. Além disso, para máquinas síncronas de ímãs permanentes trifásicas a abertura de uma fase faz com que elas operem como uma máquina monofásica. Logo, a sua capacidade de fornecer torque para a carga é severamente reduzida, sendo que em geral a máquina deve ser retirada de operação.

Deste modo, máquinas de ímãs permanentes com mais de três fases vem se tornando uma alternativa viável, tendo em vista a sua capacidade de operação sob falha. A confiabilidade apresentada por este tipo de máquina é a principal vantagem em relação às tradicionais máquinas trifásicas. Por exemplo, uma MSPIP é capaz de operar por um determinado período com uma fase ou mais fases abertas sem a utilização de estratégias de controle. No entanto, oscilações no torque surgem, conforme mostrado em (CHIRICOZZI; VILLANI, 2008; PARSA; TOLIYAT, 2007a; IFTIKHAR; PARK; KIM, 2021). Desta forma, ruídos e vibrações produzidos pela máquina tendem a aumentar.

Na literatura, há estudos sobre técnicas de projeto para diminuir as oscilações no torque durante a falha (PARSA; TOLIYAT; GOODARZI, 2007; ZHU; HOWE, 2000; BIANCHI; BOLOGNANI, 2002). Estratégias de controle para diminuir as oscilações no torque durante o período de falha também já foram investigadas (PARSA; TOLIYAT, 2004; BIANCHI; BOLOGNANI; PRÉDAI PRE, 2008; DWARI; PARSA, 2008a). Além disso, métodos para a detecção de falha também foram propostos (GANDHI; CORRIGAN; PARSA, 2011; ZANARDELLI; STRANGAS; AVIYENTE, 2007; KHAN; RAHMAN, 2009). Se observa que os estudos sobre máquinas de ímãs permanentes multifásicas sob falha se concentram, em sua maioria, em métodos para a operação sob abertura de uma fase, redução das oscilações no torque e detecção da falha. Portanto, há poucos estudos sobre o modelo da máquina durante a falta de uma fase. Além disso, o comportamento de MSPIPs operando como gerador com uma fase aberta também é pouco investigado.

Considerando o que foi exposto, a presente dissertação tem como principal contribuição a construção de um modelo analítico capaz de descrever o comportamento de MSPIPs operando em regime permanente saudável e com uma fase aberta. Além disso, a opera-

ção em regime permanente de MSPIPs como geradores saudáveis e sob falha também é avaliada. A determinação dos parâmetros de MSPIPs também é investigada e discutida.

1.4 Estado da Arte

Pesquisas e estudos sobre máquinas elétricas com ímãs permanentes vem sendo realizadas há bastante tempo, conforme mostram inúmeros trabalhos publicados (SAUNDERS; WEAKLEY, 1951; HONSINGER, 1980, 1982; MILLER, 1985; SEBASTIAN; SLEMON; RAHMAN, 1986). Se observa que, inicialmente, os estudos eram voltados para o projeto, análise e métodos de partida de máquinas síncronas de ímãs permanentes, visto que as máquinas se destinavam a partir e operar em uma rede de tensão e frequência fixas, sendo projetadas para substituir com vantagens as máquinas de indução em aplicações industriais e domésticas.

No entanto, nas últimas décadas, os avanços tecnológicos na área dos ímãs permanentes (HAAVISTO *et al.*, 2010; PALMERO *et al.*, 2019), melhorias contínuas na área dos dispositivos semicondutores (ABI-TANNOUS *et al.*, 2016; AL-BAYATI *et al.*, 2017) e o surgimento de diferentes técnicas de controle e acionamento de máquinas elétricas (ZHONG *et al.*, 1997; CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006; ZHANG *et al.*, 2013), contribuíram para que os estudos sobre MSIPs aumentassem significativamente e se expandissem para as áreas de controle e acionamento. Consequentemente, muitas das vantagens da utilização de MSIPs em relação às tradicionais máquinas elétricas foram avaliadas. Entre essas, se verificou que em relação às máquinas de corrente contínua (MCC) as MSIPs apresentam maior densidade de potência e torque, menores perdas no rotor e menor complexidade na construção e manutenção (GIERAS, 2010).

Devido às suas vantagens, as MSIPs se tornaram uma opção atrativa para a indústria. A propulsão de embarcações marítimas é um exemplo de aplicação no qual MSIPs são bastante utilizadas, pois a sua alta eficiência, alto torque de partida e boa relação entre potência e peso (THONGAM *et al.*, 2013; DE LIMA PINHEIRO, 2013; RAFAQ; JUNG, 2020) a tornam uma opção vantajosa para este tipo de aplicação. Além da propulsão de embarcações marítimas, as MSIPs também são empregadas como dispositivos de tração de veículos elétricos (CHAU; CHAN; LIU, 2008; LULHE; DATE, 2015; MOMEN *et al.*, 2016). A Tabela 1 apresenta alguns modelos de veículos elétricos produzidos pela indústria automotiva com as respectivas máquinas elétricas utilizadas na sua tração, onde MI indica máquina de indução.

Em contraste, no cenário industrial as MSIPs são empregadas no acionamento de bombas, compressores e exaustores (GIERAS, 2010). Por outro lado, conforme (HE; WU, 2019; CAMARA *et al.*, 2014), as MSIPs também podem ser utilizadas como geradores elétricos. Recentemente, MSIPs chamaram a atenção para aplicações em aerogeradores, em especial para áreas além da costa marítima, pois com a sua aplicação a caixa multipli-

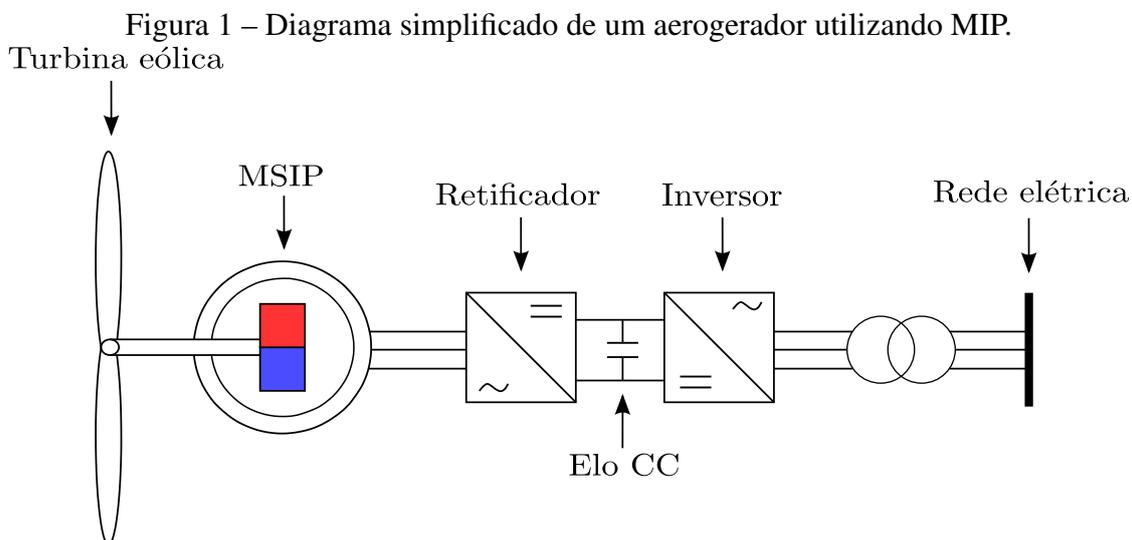
Tabela 1 – Máquinas elétricas utilizadas na tração de veículos elétricos.

Veículo elétrico	Máquina elétrica	Ano do modelo	Veículo elétrico	Máquina elétrica	Ano do modelo
Mercedes-Benz EQE 350	MSIP	2023	Audi e-tron S quattro	MI	2022
Mercedes-Benz AMG EQS 53	MSIP	2022	Tesla Model S	MI	2022
Mercedes-Benz EQV 300	MI	2020	Tesla Model 3	MSIP	2021
BMW iX xDrive50	MSIP	2022	Volkswagen e-Golf	MSIP	2020
BMW i4 m50	MSIP	2022	Volkswagen e-UP	MSIP	2020
BMW i3 42 kWh	MSIP	2019	Chevrolet Bolt EUV	MSIP	2022
Audi Q4 e-tron S quattro	MSIP	2022	Ford F-150	MSIP	2022

Fonte: Adaptado de (EVSpecifications, 2022).

cadora de velocidades pode ser eliminada, resultando em um aumento da confiabilidade mecânica (ABB, 2013; GE, 2016). A Figura 1 ilustra um diagrama básico de um aerogerador equipado com uma MSIP operando como gerador.

Embora as MSIPs sejam robustas e apresentem vantagens em relação às tradicionais máquinas elétricas, elas não estão livres de falhas durante o seu funcionamento. Além disso, com o acionamento feito através de inversores de frequência as possibilidades de



Fonte: Adaptado de (DE OLIVEIRA, 2018).

ocorrer falhas durante a operação aumentam, uma vez que o próprio inversor pode falhar. Segundo (WANG *et al.*, 2014), as falhas mais comuns em MSIPs podem ser classificadas em falha elétrica, falha mecânica e falha magnética, sendo esta última associada a defeitos nos ímãs permanentes. A Figura 2 ilustra um diagrama das falhas em MSIPs e os respectivos dispositivos atingidos.

A falha elétrica em MSIPs pode ocorrer, muitas vezes, pela conexão errada dos enrolamentos, conexão errada do condutor de neutro, curtos-circuitos nos enrolamentos e problemas nas chaves do inversor de frequência (NANDI; TOLIYAT; LI, 2005). Tais falhas, resultam com frequência na abertura inesperada de uma das fases da máquina.

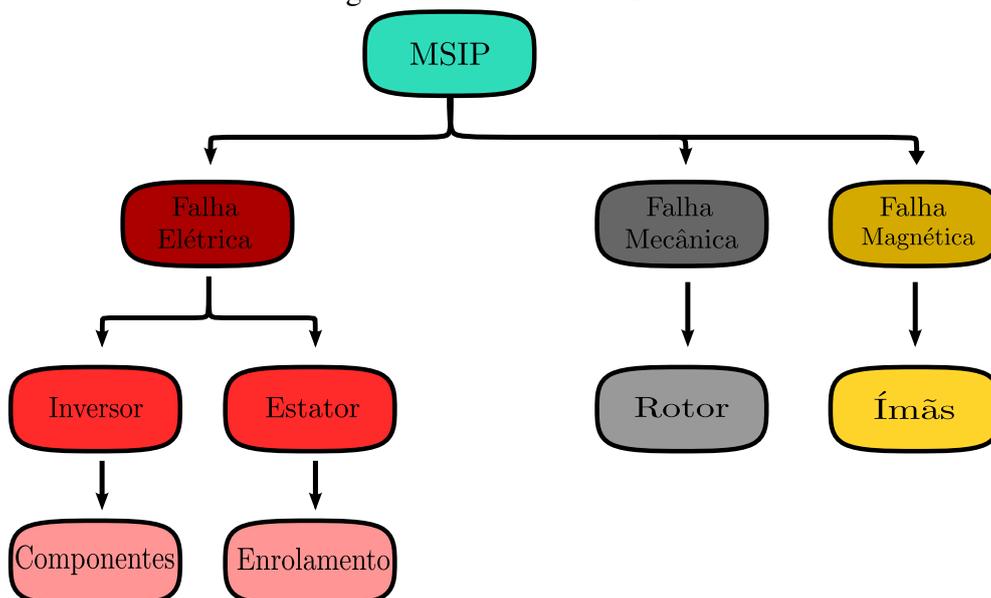
A falha mecânica em MSIPs pode ser descrita como os danos dos ímãs, a flexão do eixo do rotor, o afrouxamento de parafusos e peças de fixação, falhas nos rolamentos e problemas de excentricidade do entreferro (CHEN *et al.*, 2019).

Por fim, a falha magnética em MSIPs é relacionada com a desmagnetização dos ímãs permanentes. Este tipo de falha pode ocorrer devido à alta temperatura da máquina, altas correntes nos enrolamentos, altas correntes de curto-circuito produzidas por falhas no inversor ou nos enrolamentos e o próprio envelhecimento dos ímãs (ISHIKAWA; SEKI; KURITA, 2013).

Entre as falhas citadas acima, a abertura de fase é uma das falhas mais comuns que podem atingir as máquinas elétricas (CAO *et al.*, 2012). Neste tipo de falha, uma ou mais fases da máquina são abertas abruptamente, interrompendo a passagem de corrente elétrica, desta forma reduzindo a capacidade da máquina de fornecer torque e potência para a carga.

Para as máquinas síncronas trifásicas de ímãs permanentes (MSTIPs) a falta de fase

Figura 2 – Falhas em MSIPs.



Fonte: Adaptada de (WANG *et al.*, 2014).

representa uma condição bastante preocupante, visto que ao perder uma fase a máquina passa a se comportar como uma máquina monofásica. Logo, a potência fornecida e a capacidade de operação da máquina são diminuídas drasticamente. Deste modo, estratégias de controle devem ser adotadas para manter MSTIPs operando sob falha de fase.

Para implementar estratégias de controle para a operação sob falha, conexões físicas extras e redundâncias devem existir. Para inversores trifásicos, o acréscimo de um quarto braço conectado ao ponto de neutro da máquina é o método muito utilizado para contornar o problema de falta de uma fase (BOLOGNANI; ZORDAN; ZIGLIOTTO, 2000; JASIM, 2009). Deste modo, um grau de liberdade a mais é adicionado à máquina trifásica, sendo assim possível aplicar estratégias de controle para garantir a operação da máquina sob falha.

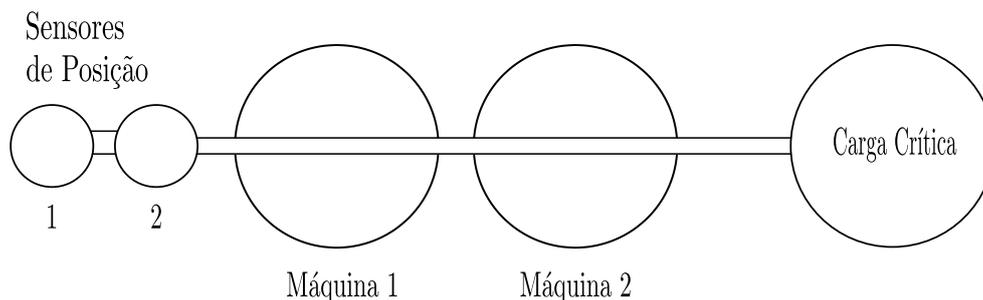
De acordo com (BIANCHI *et al.*, 2003) para manter uma MSTIP operando com torque e velocidade nominal durante a falta de uma fase, as correntes nas fases restantes devem ser aumentadas em cerca de quarenta e quatro por cento. Ademais, a corrente que irá circular pelo condutor de neutro, durante o período da falha, é aproximadamente três vezes maior que a corrente de fase da máquina na condição de operação sem falha. Portanto, para que a máquina seja capaz de manter o torque e velocidade nominal, o inversor e o enrolamento da máquina devem ser projetados para suportarem o incremento de corrente. Este sobredimensionamento representa um acréscimo ao custo do sistema, incluindo a máquina e o inversor.

Ainda que estratégias de controle para o conjunto motor/inversor sejam suficientes para contornar a maioria dos problemas ocasionados pela falta de fase, a redundância é muitas vezes necessária. Conforme (ERTUGRUL *et al.*, 2002) algumas aplicações críticas como sistemas aeroespaciais, transporte, militares e plantas nucleares requerem o uso de sistemas com redundância de modo a prevenir falhas catastróficas. Uma alternativa sugerida é a aplicação de múltiplas MSIPs em um mesmo eixo para o acionamento da carga, como mostra a Figura 3. Desta forma, caso uma das máquinas esteja parcialmente ou totalmente comprometida, o acionamento da carga não será afetado, visto que a máquina saudável restante é capaz de operar e fornecer a potência necessária para a carga. Entretanto, o custo do sistema e a sua complexidade tendem a aumentar conforme o acréscimo de motores e controladores independentes.

Atualmente, para aplicações onde alta confiabilidade é exigida, máquinas com mais de três fases (máquinas multifásicas) são uma boa opção em relação às tradicionais máquinas trifásicas com conexões extras ou redundâncias. Esta tendência se justifica devido às vantagens que as máquinas multifásicas apresentam em relação às máquinas trifásicas, entre as quais é possível destacar: menor pulsação de torque, perdas mais baixas no inversor, redução da corrente de fase da máquina sem aumento da tensão de fase, densidade de torque maior e maior confiabilidade.

Estudo foram realizados ao longo dos anos sobre a influência do número de fases

Figura 3 – Sistema com redundância para cargas críticas.



Fonte: Adaptada de (ERTUGRUL *et al.*, 2002).

adotado em máquinas multifásicas (ATALLAH; WANG; HOWE, 2003; NEGAHDARI *et al.*, 2019; WU; XU; XU, 2021; RIBIERE *et al.*, 2022). Por exemplo, em (RIBIERE *et al.*, 2022), os autores conduziram análises em três tipos de máquinas síncronas de ímãs permanentes, considerando a operação normal e sob falha com a abertura de uma e duas fases (adjacentes e não adjacentes). Neste caso, a principal diferença entre as máquinas consideradas no estudo é o número de fases, sendo elas: pentafásicas, hexafásicas e heptafásicas. Foram avaliadas grandezas importantes, como correntes nas fases durante a falha, oscilação de torque, perdas das máquinas e perdas dos inversores. Os resultados demonstraram que máquinas pentafásicas e hexafásicas apresentaram desempenhos similares e superiores ao da máquina heptafásica durante a operação sob falha, tornando-as opções interessantes para sistemas que requerem de alta confiabilidade. No entanto, é relevante ressaltar que a máquina pentafásica possui menos ímãs permanentes e volume de cobre do que a máquina hexafásica, características que impactam no custo de cada máquina. Portanto, para atividades que demandam alta confiabilidade e um custo moderado, as máquinas pentafásicas são uma opção atrativa.

Além disso, vários estudos, tais como os apresentados por (WARD, 1969; ABDEL-KHALIK; AHMED; MASSOUD, 2011) demonstram que máquinas multifásicas tendem a apresentar uma pulsação de torque mais baixa que máquinas trifásicas acionadas por inversores de frequência. Além disso, métodos para diminuir a pulsação de torque em máquinas multifásicas foram desenvolvidas nos últimos anos. Esses métodos podem ser classificados na maioria das vezes em dois grupos. No primeiro grupo têm-se os métodos relacionados ao projeto da máquina. Desta forma, o projeto da máquina é realizado para que ela apresente um torque com baixa pulsação em regime permanente e sob falha. No segundo grupo, estão os métodos que utilizam a variação da alimentação da máquina para minimizar as oscilações no torque.

Além disso, MSIPs possuem a possibilidade de inclinar axialmente os ímãs do rotor. Assim, através da inclinação, a variação da relutância observada pelos ímãs pode ser reduzida e o torque de alinhamento tende a diminuir, resultando em um torque mais suave para a máquina. No entanto, a inclinação dos ímãs torna a construção da máquina mais

Tabela 2 – Configurações de MSIPs.

Motor	Número de Ranhuras	Passo do Enrolamento	Tipo de Corrente	Torque médio [N.m]	Ondulação de Torque
MSPIP	15	2	Senoidal	8,0	3,5%
	15	3	Senoidal	8,6	2,1%
	15	4	Senoidal	8,9	2,6%
	15	4	Pulsos de 144°	9,4	5,7%
	20	5	Senoidal	8,8	26,4%
	20	5	Pulsos de 144°	9,6	23%
MSTIP	15	3	Senoidal	8,1	8%

Fonte: Adaptada de (PARSA; TOLIYAT; GOODARZI, 2007).

complexa. Ademais, conforme o posicionamento dos ímãs permanentes, a determinação das indutâncias pode tornar-se um processo complexo. Também como consequência, métodos de estimação das indutâncias mais sofisticados e complexos devem ser utilizados.

O torque apresentado por MSIPs é diretamente relacionado com a forma de onda da tensão induzida no enrolamento em vazio, a qual depende da distribuição da indução no entreferro. Portanto, a alteração da forma de onda da tensão induzida se torna outro método utilizado para reduzir oscilações no torque. Tendo em vista que a tensão induzida depende da distribuição do enrolamento da máquina, das dimensões do ímãs e do número de ranhuras do estator, diferentes oscilações de torque podem ser obtidas com a variação da distribuição do enrolamento, dimensões dos ímãs e número de ranhuras do estator. Portanto, a escolha correta destes parâmetros são extremamente importantes durante o projeto da máquina.

Em (PARSA; TOLIYAT; GOODARZI, 2007) é avaliado o impacto de diferentes combinações entre o número de ranhuras, número de fases e distribuição dos enrolamentos do estator, na pulsação de torque em MSPIPs e MSTIPs. É importante destacar que os respectivos ímãs utilizados na máquina se encontram enterrados no rotor. A seguir, a Tabela 2 apresenta os valores das oscilações de torque obtidas para as diferentes combinações obtidas no estudo citado.

A possibilidade de redução da potência por fase é outra vantagem das máquinas multifásicas em relação às máquinas trifásicas. Logo, a corrente por fase da máquina também pode ser reduzida. Pode-se tomar como exemplo uma máquina elétrica trifásica com potência igual a 1,5 kW. Para esta configuração cada fase da máquina deve produzir cerca de 500 W. Agora, considerando uma máquina elétrica pentafásica com potência igual a da máquina trifásica, 1,5 kW, a potência por fase da máquina deverá ser de aproximadamente 300 W. Deste modo, a potência por fase apresentada pela máquina pentafásica em relação à máquina trifásica foi reduzida em aproximadamente 40%. Considerando que

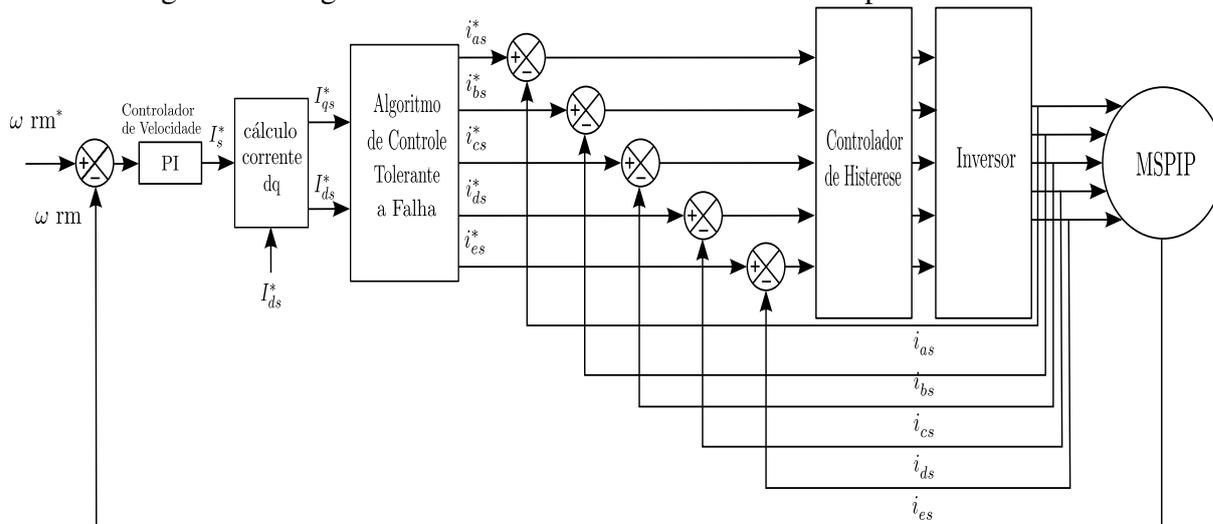
ambas as máquinas tenham tensões de fase iguais, as correntes de fase da máquina pentafásica serão menores que a da máquina trifásica. Por outro lado, caso as correntes de fase das máquinas sejam consideradas iguais, a máquina pentafásica necessita de uma tensão de fase menor que a da máquina trifásica. A potência das chaves do inversor utilizado no acionamento da máquina também diminui, uma vez que os requisitos como tensão e corrente de fase são mais baixos.

Além da redução de potência por fase, a confiabilidade é outra importante vantagem que as máquinas multifásicas possuem em relação às tradicionais máquinas trifásicas, conforme já explicado. Máquinas multifásicas são consideradas mais confiáveis devido a sua capacidade de operar mesmo quando uma de suas fases se encontra desconectada devido a um defeito interno ou externo. Ademais, de acordo com (PARSA; TOLIYAT, 2007a; CHIRICOZZI; VILLANI, 2008; WANG *et al.*, 2017), em ambos tipos de máquinas (trifásicas ou multifásicas), se verificou que quando uma fase ou mais fases são desconectadas uma componente pulsante aparece no torque produzido, sendo a amplitude desta componente dependente de características construtivas da máquina, como por exemplo: número de fases, número de ranhuras, passo de bobina, projeto do rotor e estator.

Conforme já citado, na literatura há muitos trabalhos a respeito de estratégias de controle para melhorar a operação de máquinas multifásicas sob falha (PARSA; TOLIYAT, 2004; RYU; KIM; SUL, 2006; BIANCHI; BOLOGNANI; PRÉDAI PRE, 2008; TIAN *et al.*, 2018; XU; ZHAO; LIU, 2019). Por exemplo, em (PARSA; TOLIYAT, 2004) são apresentadas estratégias de controle para a operação de MSPIPs com até duas fases abertas. Neste trabalho, o objetivo principal é manter o torque da máquina inalterado durante as condições de falha. Para tal, são propostos novos conjuntos de correntes de fase para as condições de falha. Inicialmente, é estudada uma MSPIP com tensão induzida aproximadamente senoidal, alimentada com correntes senoidais. Portanto, se obtém um conjunto de correntes de fase considerando apenas a onda fundamental para a condição onde uma fase está aberta e para a condição onde duas fases estão abertas. No que segue, é estudada uma MSPIP com tensão induzida aproximadamente trapezoidal, alimentada por uma onda aproximadamente trapezoidal, ou seja, além da componente fundamental existe uma componente de terceiro harmônico nas correntes de fase. Desta forma, é obtido um novo conjunto de correntes de fase para as condições de falha considerando o acréscimo da componente de terceiro harmônico. A estratégia proposta pelos autores elimina a necessidade de uma conexão com ponto de neutro da máquina. A Figura 4 ilustra o diagrama de controle utilizado no trabalho.

Analisando os resultados obtidos pelos autores do estudo citado anteriormente (PARSA; TOLIYAT, 2004), se verificou que as correntes nas fases restantes apresentaram valores altos, seja para a falta de uma ou duas fases. Deste modo, para que a máquina opere sob um longo período de tempo sob falha mantendo o torque inalterado, os condutores do enrolamento da máquina e os condutores do inversor devem ser dimensionados de modo

Figura 4 – Diagrama de controle tolerante a falta de fase para MSPIP.



Fonte: Adaptado de (PARSA; TOLIYAT, 2004).

que eles suportem o aumento de corrente. Por outro lado, para que as correntes nas fases restantes da máquina não ultrapassem seus valores nominais uma redução da carga é recomendada pelos autores do estudo.

Uma estratégia de controle para uma MSPIP com a abertura de uma fase também é proposta por (TIAN *et al.*, 2018). Neste caso, para controlar os valores de corrente nas fases da máquina é aplicado um sistema de controle por modos deslizantes, uma vez que esta técnica apresenta grande robustez e estabilidade para situações onde não há linearidades. Ademais, uma matriz de transformação de coordenadas modificada é proposta para ser utilizada durante a condição de falha. Assim, o torque produzido pela componente fundamental é mantido inalterado e as oscilações de torque são reduzidas.

Uma investigação a respeito de falha por abertura de fase também é conduzida em (BIANCHI; BOLOGNANI; PRÉDAI PRE, 2008). No trabalho, três tipos de situações onde há a abertura de fase são consideradas, sendo elas: abertura de uma fase, abertura de duas fases não adjacentes e abertura de duas fases adjacentes. Para cada tipo de falha, novas correntes de fase são aplicadas para manter o torque constante.

Em (RYU; KIM; SUL, 2006) é proposta uma estratégia de controle para uma MSPIP operando com uma fase aberta. Para tal, transformações de coordenadas são utilizadas afim de se obter um conjunto de equações equivalentes para a máquina com uma fase aberta.

Portanto, se observa que na literatura as MSPIPs são muito estudadas em razão das suas vantagens. Porém, a maioria dos trabalhos se concentram em métodos de projeto e estratégias de controle para a operação sob falha. Em contraste, modelos analíticos capazes de representar o comportamento de MSPIPs operando sob falha são pouco estudados.

Através do material encontrado na literatura, foi observado que modelos analíticos

para MSTIPs e MSPIPs para a operação sem falha já foram muito estudados ao longo das últimas décadas (PILLAY; KRISHNAN, 1988, 1989; SAHU; NAYAK; DASH, 2021; SNEESSENS *et al.*, 2009; PARSA; TOLIYAT, 2005a). Em (PILLAY; KRISHNAN, 1989), um modelo analítico é utilizado para desenvolver uma estratégia de controle para uma MSTIP. Para tal, um conjunto de expressões analíticas com parâmetros concentrados (resistências, indutâncias e fluxos dos ímãs) é adotado. Inicialmente, o modelo elétrico de uma MSTIP é composto por um conjunto de três equações no referencial ABC, cada uma se referindo a uma das fases da máquina. No entanto, para fins de simplificação, usualmente, se adota uma transformação de coordenadas para o referencial girante do rotor, conforme foi feito pelos autores. Logo, o modelo inicial composto por três expressões é reduzido para duas, sendo as grandezas e parâmetros da máquina representados em termos de eixo direto e eixo quadratura que giram em sincronismo com o rotor. Os resultados obtidos pelos autores indicam que a estratégia de controle desenvolvida através do modelo analítico apresentou bom desempenho. Além de modelos para MSTIP, têm-se modelos para MSPIP. Por exemplo, em (PARSA; TOLIYAT, 2005a) os autores propõem um modelo analítico para estudar o funcionamento de uma MSPIP com ímãs na superfície do rotor em regime permanente sem falha. Esse modelo vem sendo amplamente utilizado para o desenvolvimento de diferentes técnicas de controle para MSPIP. Durante o desenvolvimento do modelo, os autores consideram que a indução no entreferro da máquina possui, além da componente fundamental, uma componente de terceiro harmônico. Além disso, também consideram que a tensão de entrada pode conter, além da componente fundamental, uma componente de terceiro harmônico. Inicialmente, têm-se um conjunto de cinco expressões, sendo cada uma associada a uma fase da máquina. A seguir, para simplificar o modelo e torná-lo facilmente utilizável para fins de controle, os autores aplicam uma transformação de coordenadas para representar as grandezas e parâmetros da máquina no referencial do rotor, obtendo assim as grandezas e parâmetros da máquina em termos de componentes de eixo direto e quadratura em referenciais girantes do rotor. Os resultados mostrados pelos autores indicam que o modelo analítico utilizado durante o estudo da máquina apresentou boa acurácia para descrever o seu comportamento.

Além de modelos para representar MSPIPs operando em regime normal, também foram desenvolvidos alguns modelos para descrever o seu comportamento durante a operação sob falha, onde uma de suas fases se encontra em aberto (RYU; KIM; SUL, 2006; TIAN *et al.*, 2017, 2018; TAO *et al.*, 2020). Em (RYU; KIM; SUL, 2006), um modelo analítico é utilizado para estudar o comportamento de uma MSPIP com uma fase aberta e propor um controlador adequado para manter o torque suave durante sua operação sob falha. Para incorporar ao modelo a falta de uma fase, uma transformação de coordenadas de Park reduzida é utilizada. Logo, as correntes durante a falta podem ser determinadas no referencial do rotor, possibilitando o ajuste de suas amplitudes durante a falha. Desta forma, muitas vezes, adaptações são realizadas nas transformações de coordenadas

utilizadas no modelo analítico da MSPIP operando sob falha.

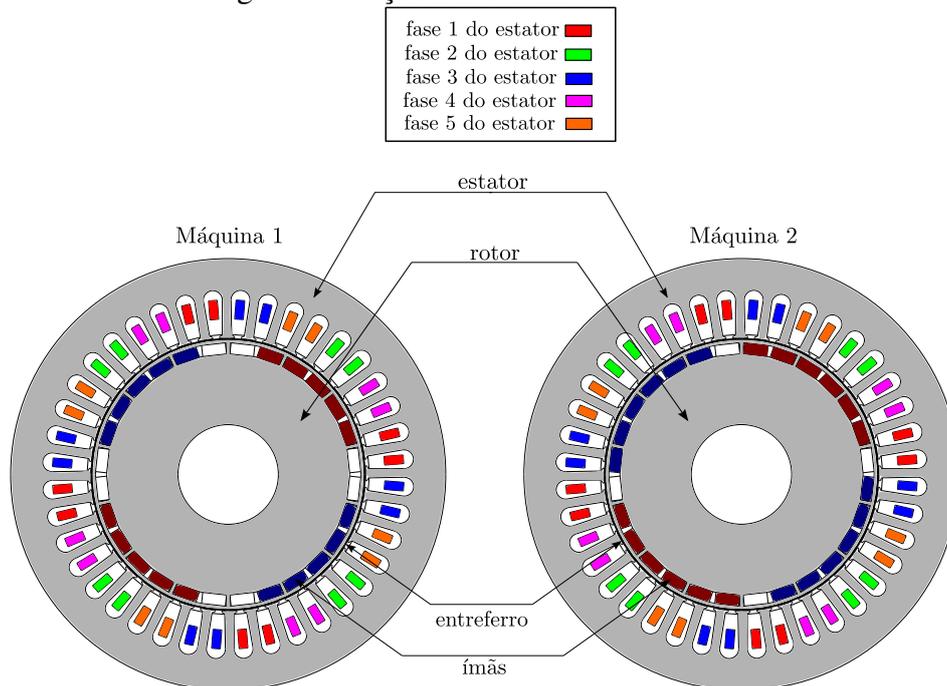
Conforme discutido, os modelos utilizados para representar a operação MSPIP sob falha são diferentes dos modelos para a operação sem falha. Além disso, na maioria das vezes, adaptações devem ser realizadas nas transformações de coordenadas utilizadas para obter as correntes da máquina durante a falha. No estudo conduzido nesta dissertação, o modelo proposto utiliza apenas uma transformação de coordenadas, onde a mesma é utilizada tanto para operação sem falha como para a operação com falha. Para incorporar a falha de uma das fases da máquina no modelo, uma modificação no valor da resistência da fase atingida é realizada. Esta abordagem possui como principal vantagem a conservação da formulação original do modelo, uma vez que, além da resistência de fase, nenhuma alteração precisa ser feita no modelo da máquina tanto para a operação normal como para a operação sob falha. Ademais, durante a construção do modelo, também se considerou que a indução no entreferro possui, além da componente fundamental, uma componente de terceiro harmônico. Por outro lado, não há restrições para as formas de onda das tensões aplicadas nos terminais. A fim de simplificar o modelo e representar as grandezas e parâmetros no referencial síncrono do rotor em termos de eixo direto e quadratura, transformações de coordenadas foram adotadas. Portanto, o modelo desenvolvido nesta dissertação torna-se uma opção atrativa para o estudo, análise e definição de estratégias de controle para a MSPIP operando normalmente ou sob falha.

Na sequência, no próximo capítulo, o modelo analítico proposto nesta dissertação para representar o comportamento de MSPIPs operando em regime permanente normal e sob falha de uma fase é mostrado em detalhes.

1.5 Objetos de Estudo da Dissertação

Tendo em vista que o principal objetivo do presente estudo é o desenvolvimento de um modelo analítico capaz de representar o comportamento de MSPIPs operando sem falha e com falha, foram tomados como objetos de estudo dois protótipos de MSPIPs que foram desenvolvidos e construídos pelo Grupo de Pesquisa onde a dissertação foi desenvolvida. Desta forma, todo o estudo apresentado nesta dissertação foi realizado com base nestes dois protótipos. Contudo, como se tratam de máquinas com características bastante comuns a máquinas de ímãs permanentes, os métodos e conclusões podem ser também estendidos a máquinas com características semelhantes. A Figura 5 apresenta as seções transversais de cada uma das máquinas. É possível observar que o rotor de ambas as máquinas contém ranhuras para alocar os ímãs permanentes. Esta configuração foi adotada para tornar o processo de fabricação dos protótipos menos complexo e aumentar a robustez mecânica do rotor. As ranhuras que contém ímãs com polaridade positiva são indicadas pela cor azul e as ranhuras que contém ímãs com polaridade negativa são indicadas pela vermelha. As características dos ímãs permanentes utilizados nos protótipos são

Figura 5 – Seção transversal das MSPIPs.



Fonte: Elaborada pelo autor.

apresentadas no Apêndice A, assim como as características da chapa magnética utilizada nos protótipos. As principais características dos protótipos desenvolvidos são apresentadas na Tabela 3. As informações sobre a geometria dos protótipos são apresentadas no Apêndice A.

A partir da Tabela 3, se observa que o número de ímãs utilizados no rotor é a principal diferença entre os protótipos construídos. A escolha do número de ímãs no rotor foi realizada de acordo com a indução no entreferro desejada. Para a Máquina 1 têm-se 20 ímãs no rotor, sendo 5 ímãs por polo, resultando em uma indução no entreferro aproximadamente senoidal a vazio, conforme mostrado a Figura 6a. Por outro lado, para a Máquina 2 se optou por 24 ímãs no rotor, sendo 6 ímãs por polo, resultando em uma indução no en-

Tabela 3 – Características das MSPIPs.

Característica	Máquina 1	Máquina 2
Número de polos (p)	4	4
Velocidade nominal (ω_n)	1800 rpm	1800 rpm
Potência nominal (P_n)	1500 W	1500 W
Torque nominal (T_n)	8 N·m	8 N·m
Tensão fase-neutro - conexão série	220 V	220 V
Tensão fase-neutro - conexão paralelo	110 V	110 V
Número de ímãs no rotor	20	24

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 4 – Características do enrolamento das MSPIPs.

Característica	Máquina 1	Máquina 2
Espiras por bobina (W_b)	74	80
Camadas do enrolamento	1	1
Número de ranhuras por polo e fase (q)	2	2
Seção do condutor (S_{cs})	0,567 mm ²	0,503 mm ²

treferro aproximadamente trapezoidal a vazio, conforme mostra a Figura 6b. Portanto, a componente de terceiro harmônico da indução a vazio no entreferro da Máquina 2 é maior do que a componente de terceiro harmônico da indução no entreferro da Máquina 1.

As principais características dos enrolamentos dos protótipos são apresentadas na Tabela 4. O número de camadas do enrolamento foi escolhido com o objetivo de facilitar o processo de fabricação. Além disso, foi escolhido passo inteiro para o enrolamento das duas máquinas ($Y_b = 10$) e inclinação nas ranhuras do estator igual a 0° , a fim de facilitar o processo de fabricação. Na Figura 7 é apresentado o esquema do enrolamento da fase 1 do estator utilizado em ambos os protótipos, onde para simplificar, apenas uma das fases foi representada. Destaca-se que as demais fases possuem a mesma configuração, sendo apenas deslocadas 72° elétricos uma da outra.

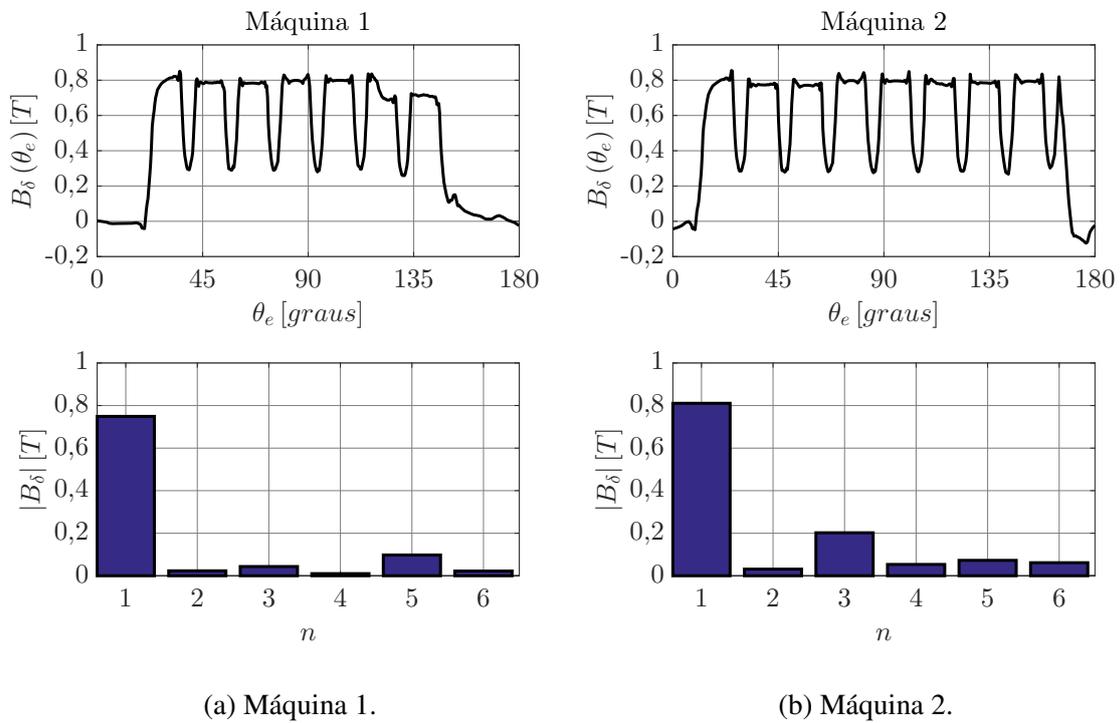
Para desenvolver o modelo analítico é necessário determinar a forma de onda da indução no entreferro. O presente trabalho se limitou a considerar uma componente fundamental e uma componente de terceiro harmônico na indução do entreferro, uma vez que a componente de terceiro harmônico de indução da Máquina 2 possui um valor significativo, não podendo ser descartada. Além disso, a componente de terceiro harmônico é capaz de contribuir para a produção de torque (PARSA; TOLIYAT, 2005a; DWARI; PARSA, 2008b, 2011).

A indução no entreferro considerada para a Máquina 1 é apresentada na Figura 8, onde é ilustrada a indução no entreferro obtida com análises com MEF indicada por $B_\delta(\theta_e)$, a componente fundamental da indução no entreferro indicada por $B_\delta^1(\theta_e)$, a componente de terceiro harmônico da indução no entreferro indicada por $B_\delta^3(\theta_e)$ e a forma de onda resultante do somatório da componente fundamental mais componente de terceiro harmônico $B_\delta^1(\theta_e) + B_\delta^3(\theta_e)$. A seguir, na Figura 9 é apresentada a indução no entreferro considerada para a Máquina 2. Portanto, para o modelo analítico proposto nesta dissertação, se considera além da componente fundamental, uma componente de terceiro harmônico na indução do entreferro, sendo os seus respectivos valores definidos e apresentados nas Figuras 8 e 9.

1.6 Considerações Finais

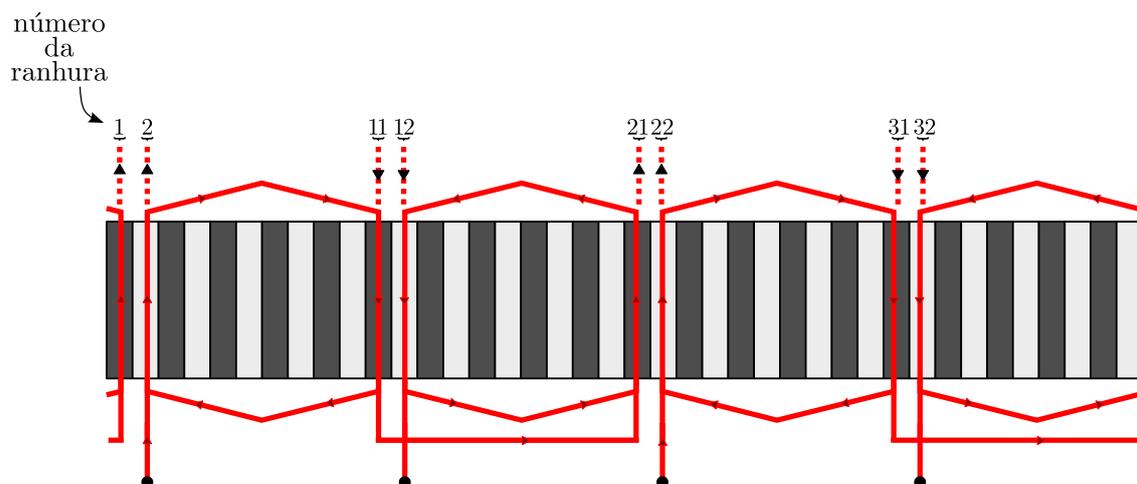
No presente capítulo foi apresentado o objetivo principal da dissertação, assim como os objetivos secundários. Além disso, a motivação para o desenvolvimento do presente estudo também foi mostrada. A revisão bibliográfica sobre o estado da arte da área de estudo também foi apresentada e discutida. Os dois protótipos de MSPIPs utilizados como objeto de estudo da presente dissertação também foram apresentados. As diferenças entre os protótipos foram abordadas e discutidas. No capítulo que segue, é proposto um modelo analítico para descrever a operação dos protótipos operando em regime permanente normal e com uma fase aberta.

Figura 6 – Espectro harmônico da indução no entrefero das MSPIPs a vazio.



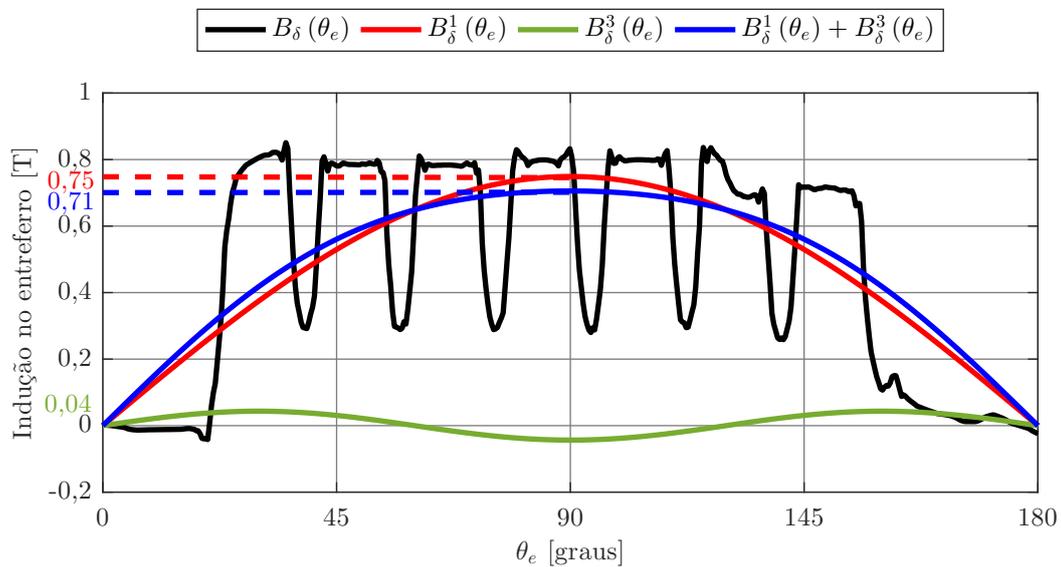
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 7 – Esquema do enrolamento das MSPIPs (apenas a fase 1 é representada), sendo as ranhuras pares em cinza claro e as ranhuras ímpares em cinza escuro.



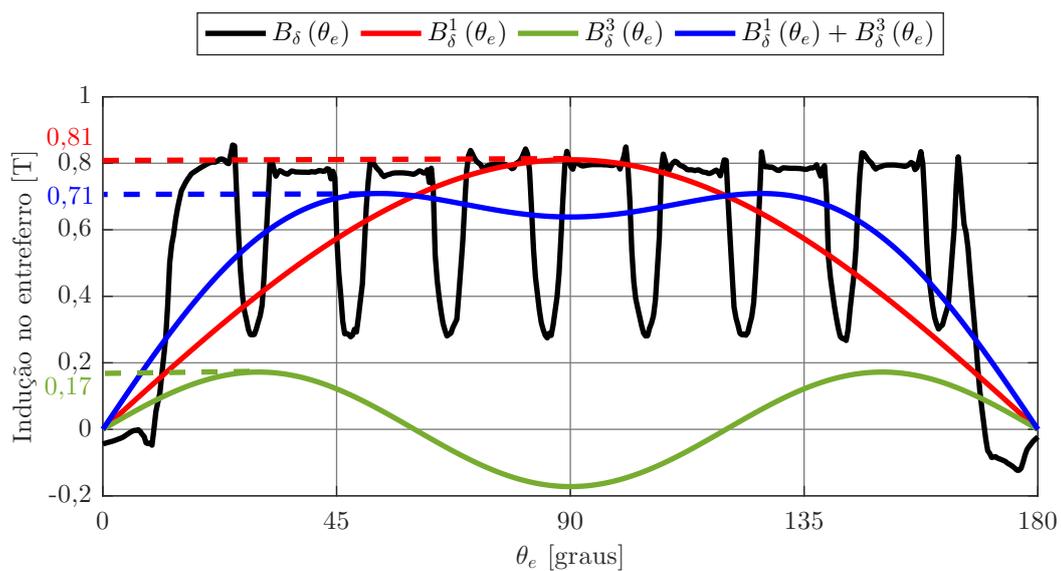
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 8 – Indução no entreferro da Máquina 1 a vazio.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 9 – Indução no entreferro da Máquina 2 a vazio.



Fonte: Elaborada pelo autor.

2 MODELO MATEMÁTICO PARA MSPIP INCLUINDO HARMÔNICOS DE ESPAÇO E TEMPO

Para analisar, compreender e estabelecer técnicas de controle para máquinas elétricas é necessário utilizar modelos matemáticos. Desta forma, o presente capítulo apresenta um modelo analítico para MSPIPs operando em regime permanente normalmente ou com uma fase aberta, incluindo harmônicos de espaço e tempo. Atualmente, se observa na literatura que as abordagens mais utilizadas para estudar o comportamento de MSPIPs são através de modelos analíticos, análises com o MEF e modelos de redes de relutância.

Quando se usam modelos analíticos, o comportamento de MSPIPs é representado através de um conjunto de expressões analíticas com os seguintes parâmetros concentrados: resistências, indutâncias próprias, indutância mútuas e fluxo dos ímãs. O coeficiente de atrito e a inércia do rotor da máquina também devem ser incorporados ao modelo para representar o comportamento dinâmico da máquina. Deste modo, estabelecendo corretamente o modelo analítico, é possível analisar o comportamento de grandezas importantes da máquina, tais como o torque eletromagnético e as correntes de fase, durante a operação (PARSA; TOLIYAT, 2005a; PARSA; KIM; TOLIYAT, 2005; PARSA; TOLIYAT, 2005b; KAMEL; ABDELKADER; SAID, 2015). No entanto, este tipo de abordagem tem como desvantagem a necessidade de ajuste dos parâmetros conforme o ponto de operação da máquina. Desta forma, as indutâncias devem ser determinadas de acordo com o nível de saturação desejado e as resistências devem ser determinadas de acordo com a temperatura de operação estimada.

Por outro lado, abordagens baseadas no MEF são capazes de considerar a influência da saturação nos parâmetros. Além disso, o MEF fornece informações acuradas sobre a distribuição dos campos no interior da máquina, das componentes harmônicas contidas no torque e nas correntes elétricas (PARSA; HAO, 2008; MIHAI *et al.*, 2012; SCUILLER, 2014). Porém, análises com o MEF têm como principais desvantagens o elevado tempo de processamento computacional quando comparado ao uso de modelo analítico e, além disso, a necessidade dos dados geométricos da máquina, os quais na maioria das vezes não são disponibilizados pelos fabricantes.

Por último, têm-se os modelos de redes de relutância, que por sua vez são compostos

por um grande número de equações não lineares. Estes modelos podem ser utilizados em análises dinâmicas de máquinas incluindo a saturação. Quando comparado com análises baseadas no MEF, os modelos de redes de relutância apresentam como principal vantagem o menor tempo de processamento computacional (FAROOQ *et al.*, 2022; NAKAMURA; ICHINOKURA, 2008; DOGAN *et al.*, 2013).

A literatura disponível sobre MSPIPs revela que entre as alternativas citadas anteriormente, os modelos analíticos são os que vem sendo mais amplamente utilizados, visto que eles podem ser empregados tanto para fins de controle como para análise de máquinas elétricas (WANG; ATALLAH; HOWE, 2003; PARSA; TOLIYAT, 2007b; DWARI; PARSA, 2008a; PARSA; TOLIYAT, 2007a; DWARI; PARSA, 2011; TRABELSI; SEMAIL; NGUYEN, 2018). Os modelos analíticos podem ser classificados em modelos para a operação sem falha e modelos para a operação sob falha.

No entanto, se observa que a grande maioria dos estudos conhecidos e publicados não apresentam um modelo analítico detalhado para MSPIPs operando em regime permanente sem uma fase. Além disso, as formas de onda da corrente de fase durante a falha também não são geralmente investigadas. Portanto, o modelo desenvolvido neste capítulo apresenta um conjunto de equações analíticas que descreve a operação de MSPIPs com uma fase aberta, as quais permitem a obtenção das correntes de fase durante a operação sob falha. O modelo matemático analítico proposto é desenvolvido em termos de fasores de espaço para MSPIPs operando com ou sem falta de uma fase. Transformações de coordenadas são utilizadas a fim de simplificar o conjunto de equações da máquina e simplificar a análise de grandezas e parâmetros. Ademais, no presente estudo, a indução no entreferro é descrita de forma simplificada por uma componente fundamental acrescida de uma componente de terceiro harmônico.

A expressão das indutâncias do modelo desenvolvido nesta dissertação considera, além da parcela de indutância constante, uma parcela de indutância que varia com a posição, pois conforme observado em estudos realizados para máquinas semelhantes aos protótipos desenvolvidos (CHEN *et al.*, 2018; WALKER; DORRELL; COSSAR, 2005), uma parcela de indutância variável associada à variação da relutância surge quando os ímãs permanentes do rotor são mantidos durante o processo de determinação do seu valor, logo esta parcela também deve ser modelada. A influência das ranhuras do estator e os efeitos de saturação foram considerados durante a determinação dos parâmetros da máquina, visto que se utilizou análises com MEF, conforme será detalhado no Capítulo 3. Além disso, o cálculo da resistência de fase da máquina considerou o efeito da variação de temperatura.

2.1 Equações das MSPIPs

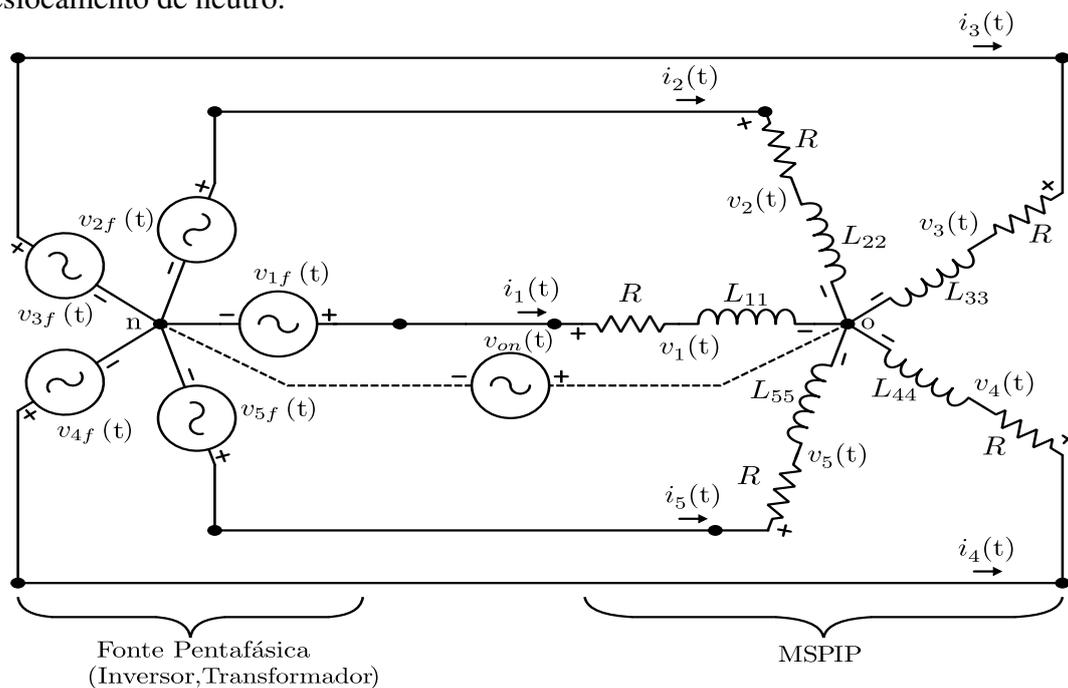
Uma representação esquemática simplificada de uma MSPIP conectada à fonte de tensão pentafásica utilizada para realizar o seu acionamento é apresentada na Figura 10. A tensão da fase x da fonte utilizada para acionar a MSPIP (inversor ou transformador pentafásico) e a tensão de deslocamento de neutro são indicadas por $v_{xf}(t)$ e $v_{on}(t)$, respectivamente. Para a MSPIP, a tensão, corrente e tensão induzida em vazio associada a fase x do estator são representadas por $v_x(t)$, $i_x(t)$ e $e_x(t)$. É importante destacar que as tensões aplicadas nos terminais das MSPIPs são diferentes das tensões da fonte. No Apêndice B é descrito um método que pode ser utilizado para determinar a tensão fase-neutro aplicada nos terminais de MSPIPs. As resistências de fase R e indutâncias próprias L_{xx} também são ilustradas na Figura 10. Destaca-se que apesar das indutâncias mútuas L_{xy} associadas às fases x e y do estator não estarem representadas na Figura 10, elas existem e são consideradas durante a construção do modelo da máquina, conforme será feito ao decorrer deste trabalho.

O modelo analítico da MSPIP é formado por cinco equações elétricas. A expressão (5) representa a equação de malha associada a fase x do estator da máquina, sendo ψ_x o fluxo concatenado na fase x .

$$v_x(t) = R \cdot i_x(t) + \frac{d\psi_x(t)}{dt} \quad (1)$$

Considerando uma relação linear entre fluxo e corrente (máquina magneticamente

Figura 10 – Representação esquemática simplificada da MSPIP considerando a tensão de deslocamento de neutro.



Fonte: Elaborada pelo autor.

linear), a derivada do fluxo concatenado na fase x pode ser escrita em termos das indutâncias, corrente e tensão induzida em vazio na fase x . Tendo em vista que as indutâncias da máquina podem apresentar uma parcela de indutância variável, conforme o método de estimação adotado, nesta dissertação se utilizou séries de Fourier para descrevê-las. A expressão geral aproximada para as indutâncias das MSPIP é definida por (2), onde L_{xy}^n é a indutância associada a componente harmônica n , ϕ_{xy}^n o ângulo de defasagem associado a componente harmônica n e θ_e é a posição elétrica do rotor.

$$L_{xy}(\theta_e) = L_{xy}^0 + \sum_{n=1}^{\infty} |L_{xy}^n| \cdot \cos(2n\theta_e + \phi_{xy}^n) \quad (2)$$

Sabe-se que o valor de indutância para harmônicos de ordem superior decaem muito rapidamente com a ordem da harmônica (WHITE; WOODSON, 1968; PYRHONEN *et al.*, 2013). Portanto, nesta abordagem, foi considerado além da componente constante das indutâncias ($n = 0$), a componente fundamental ($n = 1$), resultando na expressão que segue.

$$L_{xy}(\theta_e) = L_{xy}^0 + |L_{xy}^1| \cdot \cos(2\theta_e + \phi_{xy}^1) \quad (3)$$

Desta forma, a derivada do fluxo concatenado da MSPIP pode ser expressa da seguinte forma:

$$\frac{d\psi_x}{dt} = \sum_{y=1}^m L_{xy}^0 \cdot \frac{di_y(t)}{dt} + \sum_{y=1}^m \frac{d[|L_{xy}^1| \cdot \cos(2\theta_e + \phi_{xy}^1) \cdot i_y(t)]}{dt} + e_x, \quad (4)$$

sendo m o número de fases do estator.

Inserindo em (1) a expressão da derivada do fluxo concatenado, é possível reescrever a equação de malha da fase x do estator da máquina em termos de resistência, indutâncias, tensão induzida em vazio e corrente.

$$v_x(t) = R_s \cdot i_x(t) + \sum_{y=1}^m L_{xy}^0 \cdot \frac{di_y(t)}{dt} + \sum_{y=1}^m \frac{d[|L_{xy}^1| \cdot \cos(2\theta_e + \phi_{xy}^1) \cdot i_y(t)]}{dt} + e_x \quad (5)$$

Considerando (5) para todas as fases do estator, pode-se obter equações matriciais para a máquina, conforme segue abaixo.

$$[v] = [R] \cdot [i] + \frac{d([L] \cdot [i])}{dt} + [e] \quad (6)$$

onde $[v]$, $[i]$, $[e]$ representam os vetores de tensão, corrente e tensão induzida no estator, com os seus respectivos vetores definidos como:

$$[v] = [v_1(t) \ v_2(t) \ v_3(t) \ v_4(t) \ v_5(t)]^T \quad (7)$$

$$[i] = [i_1(t) \ i_2(t) \ i_3(t) \ i_4(t) \ i_5(t)]^T \quad (8)$$

$$[e] = [e_1(t) \ e_2(t) \ e_3(t) \ e_4(t) \ e_5(t)]^T \quad (9)$$

A matriz de resistência da máquina $[R]$ para a condição de operação normal, sem falha, é dada por:

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (10)$$

A matriz indutâncias da máquina é dada por:

$$[L(\theta_e)] = \begin{bmatrix} L_{11}(\theta_e) & L_{12}(\theta_e) & L_{13}(\theta_e) & L_{14}(\theta_e) & L_{15}(\theta_e) \\ L_{21}(\theta_e) & L_{22}(\theta_e) & L_{23}(\theta_e) & L_{24}(\theta_e) & L_{25}(\theta_e) \\ L_{31}(\theta_e) & L_{32}(\theta_e) & L_{33}(\theta_e) & L_{34}(\theta_e) & L_{35}(\theta_e) \\ L_{41}(\theta_e) & L_{42}(\theta_e) & L_{43}(\theta_e) & L_{44}(\theta_e) & L_{45}(\theta_e) \\ L_{51}(\theta_e) & L_{52}(\theta_e) & L_{53}(\theta_e) & L_{54}(\theta_e) & L_{55}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Além das equações elétricas, o modelo analítico da MSPIP também possui uma expressão associada ao torque eletromagnético $T_e(t)$. Sabe-se que $T_e(t)$ depende da potência eletromagnética $P_e(t)$ e da velocidade angular mecânica $\omega_m(t)$.

Desta forma, o torque eletromagnético pode ser determinado através da seguinte expressão:

$$T_e(t) = \frac{P_e(t)}{\omega_m(t)} \quad (12)$$

Para determinar o torque eletromagnético, a potência eletromagnética P_e deve ser determinada previamente. Para tal, pode ser utilizada a expressão de balanço de potências. Descontando da potência de entrada $P_i(t)$ as perdas no cobre $P_j(t)$ e as perdas magnéticas $P_m(t)$, a potência eletromagnética pode ser obtida, conforme mostrado na expressão que segue.

$$P_e(t) = P_i(t) - P_j(t) - P_m(t) \quad (13)$$

Por outro lado, a potência de entrada da máquina pode ser determinada através do somatório das potências produzidas por cada fase P_{ix} :

$$P_i = P_{i1}(t) + P_{i2}(t) + P_{i3}(t) + P_{i4}(t) + P_{i5}(t)$$

$$P_i = v_1(t) \cdot i_1(t) + v_2(t) \cdot i_2(t) + v_3(t) \cdot i_3(t) + v_4(t) \cdot i_4(t) + v_5(t) \cdot i_5(t) \quad (14)$$

No que segue, a perda joule dos enrolamentos da máquina pode ser determinada através do somatório das perdas joule de cada fase da máquina, de acordo como é feito a seguir.

$$P_j = P_{j1}(t) + P_{j2}(t) + P_{j3}(t) + P_{j4}(t) + P_{j5}(t)$$

$$P_j = R_s \cdot i_1^2(t) + R_s \cdot i_2^2(t) + R_s \cdot i_3^2(t) + R_s \cdot i_4^2(t) + R_s \cdot i_5^2(t) \quad (15)$$

Por fim, as perdas magnéticas da máquina podem ser calculadas através de expressões analíticas (WHITE; WOODSON, 1968; GIERAS, 2010; PYRHONEN *et al.*, 2013) ou estimadas por meio de softwares que utilizam análises com MEF, como por exemplo, *FEMM*[®] e *Ansys-Maxwell*[®].

O comportamento mecânico também deve ser considerado no modelo analítico. Para tal, pode-se utilizar a expressão (16), onde às características associadas a máquina são dadas por: B_m constante de atrito; J_m momento de inércia; $\theta_r(t)$ posição mecânica do rotor. Por outro lado, as características referentes à uma carga acoplada diretamente ao eixo da máquina são indicadas por: B_c a constante de atrito; J_c o momento inércia; T_L o torque da carga.

$$J_m \cdot \ddot{\theta}_r(t) + J_c \cdot \ddot{\theta}_r(t) + B_m \cdot \dot{\theta}_r(t) + B_c \cdot \dot{\theta}_r(t) + T_L = T_e(t) \quad (16)$$

O comportamento elétrico e mecânico pode ser representado pelas expressões (5), (12) e (16). A seguir, é apresentada a abordagem utilizada para representar as MSPIPs operando com falha ou sem falha.

2.2 Matriz de Resistência da Máquina sem a Fase 1

Durante o desenvolvimento do modelo analítico, se assumiu que uma falha ocorre na fase 1 da máquina, resultando na sua abertura. Esta hipótese, contudo, não limita análise apresentada aqui, uma vez que qualquer uma das fases pode ser considerada como a fase 1. Desta forma, um fator k é aplicado na resistência da fase atingida para representar a falta de fase no modelo de equações da máquina, de forma similar ao que foi feito em (NICOL, 2015) para análise da máquina de indução. Logo, durante a operação saudável tem-se $k = 1$, enquanto que para falta de fase $k \gg 1$. Esta abordagem tem a vantagem de que, além da resistência de fase, nenhuma alteração precisa ser feita no modelo da máquina.

$$[R] = \begin{bmatrix} k \cdot R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (17)$$

2.3 Equações da MSPIP Considerando a Abertura da Fase 1

As equações apresentadas anteriormente são pouco utilizadas na forma apresentada, uma vez que elas apresentam um forte acoplamento entre si, dificultando assim a análise de grandezas e parâmetros da máquina. Deste modo, para desacoplar e simplificar as equações, uma transformação de similaridade é utilizada, onde a matriz de Fourier $[A]$ é

aplicada ao conjunto de equações da máquina (WHITE; WOODSON, 1968; PEREIRA *et al.*, 2015) e onde $a = e^{j\frac{2\pi}{5}}$.

$$[A] = \frac{1}{\sqrt{5}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^{-1} & a^{-2} & a^{-3} & a^{-4} \\ 1 & a^{-2} & a^{-4} & a^{-6} & a^{-8} \\ 1 & a^{-3} & a^{-6} & a^{-9} & a^{-12} \\ 1 & a^{-4} & a^{-8} & a^{-12} & a^{-16} \end{bmatrix} \quad (18)$$

Agora, com a matriz de transformação definida e os vetores das grandezas elétricas da máquina, as *Componentes Simétricas de Valor Instantâneo* para as grandezas elétricas da máquina podem ser obtidas através das seguintes relações:

$$[v] = [A] \cdot [\tilde{v}] \Leftrightarrow [\tilde{v}] = [A]^{-1} \cdot [v] \quad (19)$$

$$[i] = [A] \cdot [\tilde{i}] \Leftrightarrow [\tilde{i}] = [A]^{-1} \cdot [i] \quad (20)$$

$$[e] = [A] \cdot [\tilde{e}] \Leftrightarrow [\tilde{e}] = [A]^{-1} \cdot [e] \quad (21)$$

Os vetores para as *Componentes Simétricas de Valor Instantâneo* são definidos como:

$$[\tilde{v}] = [\tilde{v}_0(t) \ \tilde{v}_1(t) \ \tilde{v}_2(t) \ \tilde{v}_3(t) \ \tilde{v}_4(t)]^T, \quad (22)$$

$$[\tilde{i}] = [\tilde{i}_0(t) \ \tilde{i}_1(t) \ \tilde{i}_2(t) \ \tilde{i}_3(t) \ \tilde{i}_4(t)]^T, \quad (23)$$

$$[\tilde{e}] = [\tilde{e}_0(t) \ \tilde{e}_1(t) \ \tilde{e}_2(t) \ \tilde{e}_3(t) \ \tilde{e}_4(t)]^T, \quad (24)$$

sendo $[\tilde{v}]$, $[\tilde{i}]$, $[\tilde{e}]$ as componentes simétricas para as tensões do estator, correntes do estator e tensões induzidas, respectivamente. As componentes de sequência zero das grandezas acima são representadas por $\tilde{v}_0(t)$, $\tilde{i}_0(t)$ e $\tilde{e}_0(t)$. Nesta dissertação, se considerou que ambas as máquinas são acionadas através de um conversor estático pentafásico, ou através de um transformador sem conexão do ponto de neutro. Desta forma, o condutor de neutro da máquina está desconectado do condutor de neutro da fonte de alimentação (conversor ou transformador). Como consequência, as componentes de sequência zero podem ser descartadas.

Analisando a matriz $[A]$ se observa que a segunda e quinta linha são conjugados complexos, assim como a terceira e quarta linha. Portanto, os vetores para as *Componentes Simétricas de Valor Instantâneo* também podem ser definidos como:

$$[\tilde{v}] = [\tilde{v}_0(t) \ \tilde{v}_1(t) \ \tilde{v}_3^*(t) \ \tilde{v}_3(t) \ \tilde{v}_1^*(t)]^T \quad (25)$$

$$[\tilde{i}] = [\tilde{i}_0(t) \ \tilde{i}_1(t) \ \tilde{i}_3^*(t) \ \tilde{i}_3(t) \ \tilde{i}_1^*(t)]^T \quad (26)$$

$$[\tilde{e}] = [\tilde{e}_0(t) \ \tilde{e}_1(t) \ \tilde{e}_3^*(t) \ \tilde{e}_3(t) \ \tilde{e}_1^*(t)]^T \quad (27)$$

Substituindo-se (19), (20) e (21) na equação (6), se obtém a seguinte expressão:

$$[A]^{-1} \cdot [\tilde{v}] = [R] \cdot [A]^{-1} \cdot [\tilde{i}] + \frac{d \left([L] \cdot [A]^{-1} \cdot [\tilde{i}] \right)}{dt} + [A]^{-1} \cdot [\tilde{e}] \quad (28)$$

Multiplicando a expressão acima por $[A]$, tem-se como resultado:

$$[\tilde{v}] = [A] \cdot [R] \cdot [A]^{-1} \cdot [\tilde{i}] + \frac{d \left[[A] \cdot [L] \cdot [A]^{-1} \cdot [\tilde{i}] \right]}{dt} + [\tilde{e}] \quad (29)$$

onde a matriz de resistências e indutâncias transformada é dada por:

$$[\tilde{L}] = [A] \cdot [L] \cdot [A^{-1}] \quad (30)$$

$$[\tilde{R}] = [A] \cdot [R] \cdot [A^{-1}] \quad (31)$$

Ao aplicar a transformação de coordenadas na matriz de indutâncias do estator, duas matrizes são obtidas como resultado, sendo elas definidas como: $[\tilde{L}_{dc}]$ matriz transformada com termos constantes e invariáveis com a posição do rotor; $[\tilde{L}_r]$ matriz transformada com termos que variam com a posição do rotor.

$$[\tilde{L}] = [\tilde{L}_{dc}] + [\tilde{L}_r],$$

$$[\tilde{L}] = \begin{bmatrix} \tilde{L}_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{L}_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_1 \end{bmatrix} - L_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5 \cdot e^{j2\theta_e}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5 \cdot e^{-j2\theta_e}}{2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

Se observa na matriz $[\tilde{L}_{dc}]$ que a indutância de sequência da linha dois é igual à da linha cinco e a da linha três é igual à da linha quatro. Isto ocorre devido ao fato de que a segunda e quinta linha da matriz $[A]$ serem conjugados complexos, assim como a terceira e quarta linha. Tendo em vista que as indutâncias são valores reais e não possuem valor complexo, após a aplicação da transformação de coordenadas, surgem termos iguais.

Além da matriz de indutâncias, a matriz de resistências de fase da máquina também se altera com a aplicação da transformação de coordenadas. Deste modo, a matriz de resistências transformada considerando uma falha na fase 1 é dada por:

$$[\tilde{R}] = \frac{R_s}{5} \cdot \begin{bmatrix} (k+4) & (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k+4) & (k-1) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k+4) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k+4) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k+4) \end{bmatrix} \quad (33)$$

Desta forma, substituindo (25), (26), (27), (32) e (33) em (6), se obtém a seguinte expressão transformada para a equação de malha do estator em termos matriciais.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \tilde{v}_0(t) \\ \tilde{v}_1(t) \\ \tilde{v}_3^*(t) \\ \tilde{v}_3(t) \\ \tilde{v}_1^*(t) \end{bmatrix} &= \frac{R_s}{5} \cdot \begin{bmatrix} (k+4) & (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k+4) & (k-1) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k+4) & (k-1) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k+4) & (k-1) \\ (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k-1) & (k+4) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_0(t) \\ \tilde{i}_1(t) \\ \tilde{i}_3^*(t) \\ \tilde{i}_3(t) \\ \tilde{i}_1^*(t) \end{bmatrix} + \\
 &\begin{bmatrix} \tilde{L}_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tilde{L}_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tilde{L}_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tilde{L}_1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_0(t) \\ \tilde{i}_1(t) \\ \tilde{i}_3^*(t) \\ \tilde{i}_3(t) \\ \tilde{i}_1^*(t) \end{bmatrix} - \\
 &\frac{d}{dt} \left(L_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5 \cdot e^{j2\theta_e}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5 \cdot e^{-j2\theta_e}}{2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_0(t) \\ \tilde{i}_1(t) \\ \tilde{i}_3^*(t) \\ \tilde{i}_3(t) \\ \tilde{i}_1^*(t) \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} \tilde{e}_0(t) \\ \tilde{e}_1(t) \\ \tilde{e}_3^*(t) \\ \tilde{e}_3(t) \\ \tilde{e}_1^*(t) \end{bmatrix} \quad (34)
 \end{aligned}$$

Para simplificar o sistema de equações anterior, algumas operações podem ser realizadas. Conforme comentado anteriormente, se considera que ambas as máquinas estão ligadas em estrela com o condutor de neutro desconectado. Logo, a linha 1 de (34) pode ser desconsiderada. Ademais, se considerou que existe apenas a componente fundamental e a componente de terceiro harmônico de indução no entreferro. Deste modo, as linhas 3 e 5 associadas às sequências 2 e 4 do conjunto de equações de (34) podem ser também desconsideradas, visto que não adicionam informações ao modelo analítico devido à simetria do conjunto de equação transformadas. Por fim, se obtém como resultado duas equações de (34), sendo uma para cada componente harmônico considerado.

A equação para a componente fundamental da indução no entreferro é dada por:

$$\begin{aligned}
 \tilde{v}_1(t) &= \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot \tilde{i}_1(t) + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^*(t) + (k-1) \cdot \tilde{i}_3(t) + (k-1) \cdot \tilde{i}_1^*(t) \right] + \\
 &\tilde{L}_1 \cdot \frac{d\tilde{i}_1(t)}{dt} - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{d \left[e^{j2\theta_e} \cdot \tilde{i}_1^*(t) \right]}{dt} + \tilde{e}_1(t) \quad (35)
 \end{aligned}$$

A equação para a componente de terceiro harmônico da indução no entreferro é:

$$\begin{aligned}
 \tilde{v}_3(t) &= \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k-1) \cdot \tilde{i}_1(t) + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^*(t) + (k+4) \cdot \tilde{i}_3(t) + (k-1) \cdot \tilde{i}_1^*(t) \right] + \\
 &\tilde{L}_3 \cdot \frac{d\tilde{i}_3(t)}{dt} + \tilde{e}_3(t) \quad (36)
 \end{aligned}$$

Deste modo, se observa que, no caso de abertura da fase 1, surge um acoplamento entre as duas equações de sequência consideradas, dadas por (35) e (36). Por outro lado,

considerando que não há falta da fase 1 ($k = 1$), um sistema de equações desacoplado pode ser obtido, conforme segue.

$$\tilde{v}_1(t) = R_s \cdot \tilde{i}_1(t) + \tilde{L}_1 \cdot \frac{d\tilde{i}_1(t)}{dt} - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{d[e^{j2\theta} \cdot \tilde{i}_1^*(t)]}{dt} + \tilde{e}_1(t). \quad (37)$$

$$\tilde{v}_3(t) = R \cdot \tilde{i}_3(t) + \tilde{L}_3 \cdot \frac{d\tilde{i}_3(t)}{dt} + \tilde{e}_3(t) \quad (38)$$

É importante destacar que ambos os modelos analíticos aqui propostos para representar a operação normal e a operação sob falha de máquinas síncronas de ímãs permanentes pentafásicas não possuem solução analítica no caso geral, sendo necessário a utilização de ferramentas computacionais para obter uma solução aproximada.

2.4 Equações da MSPIP no Sistema de Coordenadas do Rotor Considerando uma Fase Aberta

A aplicação de transformação de coordenadas utilizando a matriz de Fourier simplificou o conjunto de equações das MSPIPs. No entanto, analisando as equações, se observa que a indutância associada a variação da relutância magnética do rotor, L_r , é função de θ_e . Deste modo, para eliminar a dependência de θ_e , uma transformação de coordenadas para o referencial do rotor será utilizada.

Inicialmente, se considera que o rotor está girando no sentido anti-horário e a sua posição está adiantada em um ângulo θ_e em graus elétricos em relação a posição do estator, conforme ilustra Figura 11, sendo o eixo magnético da fase 1 do estator associado ao centro das bobinas da fase 1 e o eixo magnético do rotor ao centro do polo. Desta forma, para transformar as grandezas do estator para o sistema de coordenadas do rotor para a componente de sequência 1, uma multiplicação por $e^{-j\theta_e}$ será realizada. O índice superior r indica que a grandeza está no sistema de coordenadas do rotor. Por outro lado, a grandeza se encontra no sistema de coordenadas do estator quando não há o índice superior r .

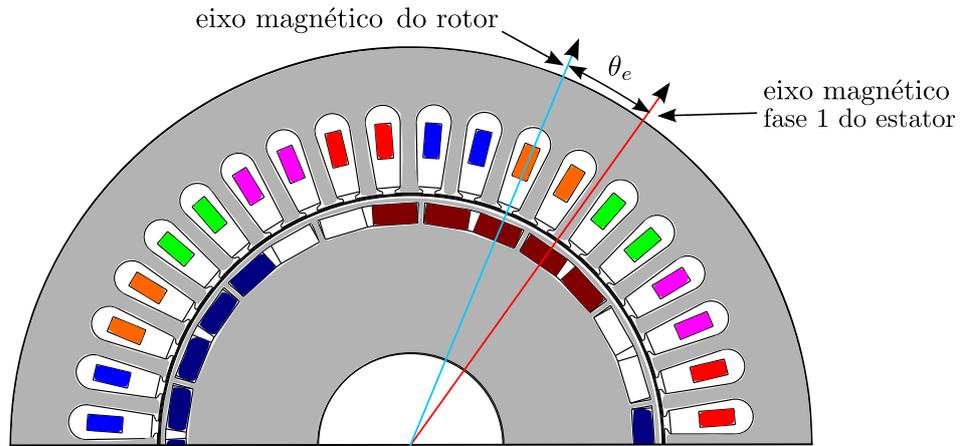
$$\tilde{v}_1^r = \tilde{v}_1(t) \cdot e^{-j\theta_e} \quad (39)$$

$$\tilde{i}_1^r = \tilde{i}_1(t) \cdot e^{-j\theta_e} \quad (40)$$

$$\tilde{e}_1^r = \tilde{e}_1(t) \cdot e^{-j\theta_e} \quad (41)$$

Agora, para transformar as grandezas do estator para o sistema de coordenadas do rotor para a componente de sequência 3, uma multiplicação por $e^{-j3\theta_e}$ deve ser realizada,

Figura 11 – Posição relativa do estator e rotor dada pelos eixos magnéticos.



Fonte: Elaborada pelo autor.

visto que a componente de sequência 3 varia três vezes mais rápido que a componente de sequência 1.

$$\tilde{v}_3^r = \tilde{v}_3(t) \cdot e^{-j3\theta_e} \quad (42)$$

$$\tilde{i}_3^r = \tilde{i}_3(t) \cdot e^{-j3\theta_e} \quad (43)$$

$$\tilde{e}_3^r = \tilde{e}_3(t) \cdot e^{-j3\theta_e} \quad (44)$$

Por outro lado, realizando o processo inverso ao descrito acima, as grandezas do sistema de coordenadas do rotor podem ser representadas no sistema de coordenadas do estator.

Reescrevendo as grandezas da expressão (36) no sistema de coordenadas do rotor, se obtém para a tensão de sequência 1 no referencial do rotor \tilde{v}_1^r :

$$\begin{aligned} \tilde{v}_1^r(t) \cdot e^{j\theta_e} = & \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot \tilde{i}_1^r(t) \cdot e^{j\theta_e} + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^{r*}(t) \cdot e^{-j3\theta_e} + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^r(t) \cdot \right. \\ & \left. e^{j3\theta_e} + (k-1) \cdot \tilde{i}_1^{r*}(t) \cdot e^{-j\theta_e} \right] + \tilde{L}_1 \cdot \frac{d \left[\tilde{i}_1^r(t) \cdot e^{j\theta_e} \right]}{dt} - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \\ & \frac{d \left[e^{j2\theta_e} \cdot \tilde{i}_1^{r*}(t) \cdot e^{-j\theta_e} \right]}{dt} + \tilde{e}_1^r(t) \cdot e^{j\theta_e} \end{aligned} \quad (45)$$

Com o intuito de simplificar a expressão acima se realiza uma multiplicação por $e^{-j\theta_e}$,

resultando na expressão que segue para a sequência 1.

$$\begin{aligned} \tilde{v}_1^r(t) = & \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot \tilde{i}_1^r(t) + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^{r*}(t) \cdot e^{-j4\theta_e} + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^r(t) \cdot e^{j2\theta_e} + \right. \\ & \left. (k-1) \cdot \tilde{i}_1^{r*}(t) \cdot e^{-j2\theta_e} \right] + e^{-j\theta_e} \cdot \tilde{L}_1 \cdot \frac{d \left[\tilde{i}_1^r(t) \cdot e^{j\theta_e} \right]}{dt} - e^{-j\theta_e} \cdot \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \\ & \frac{d \left[e^{j\theta_e} \cdot \tilde{i}_1^{r*}(t) \right]}{dt} + \tilde{e}_1^r(t) \end{aligned} \quad (46)$$

Expandindo os termos relacionados com as derivadas da expressão acima, se obtém a equação simplificada para \tilde{v}_1^r , onde se observa que ao derivar θ_e surge uma componente associada a velocidade angular elétrica ω_e .

$$\begin{aligned} \tilde{v}_1^r(t) = & \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot \tilde{i}_1^r(t) + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^{r*}(t) \cdot e^{-j4\theta_e} + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^r(t) \cdot e^{j2\theta_e} + \right. \\ & \left. (k-1) \cdot \tilde{i}_1^{r*}(t) \cdot e^{-j2\theta_e} \right] + j\omega_e \cdot \left[\tilde{L}_1 \cdot \tilde{i}_1^r(t) - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \tilde{i}_1^{r*}(t) \right] + \tilde{L}_1 \cdot \frac{d\tilde{i}_1^r(t)}{dt} - \\ & \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{d\tilde{i}_1^{r*}(t)}{dt} + \tilde{e}_1^r \end{aligned} \quad (47)$$

A partir da expressão acima, é possível constatar que a dependência da indutância de relutância em relação a θ_e foi eliminada. Por outro lado, quando houver a falta de uma fase, se nota que algumas correntes de sequência oscilam com termos proporcionais à exponencial complexa.

Para melhorar a compreensão sobre a influência dos termos proporcionais à exponencial complexa nas correntes de sequência durante a falta de uma fase, as funções exponenciais presentes na expressão (47) são reescritas em termos de cosseno e seno. Para tal, a seguinte identidade trigonométrica de Euler é utilizada.

$$e^{\pm jx} = \cos(x) \pm j \sin(x) \quad (48)$$

Substituindo-se (48) em (47), se obtém uma expressão onde os termos exponenciais são representados por funções cossenos e senos, como mostra a expressão (49).

$$\begin{aligned} \tilde{v}_1^r(t) = & \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot \tilde{i}_1^r(t) + (k-1) \cdot \tilde{i}_3^{r*}(t) \cdot [\cos(4\theta_e) - j \sin(4\theta_e)] + \right. \\ & (k-1) \cdot \tilde{i}_3^r(t) \cdot [\cos(2\theta_e) + j \sin(2\theta_e)] + (k-1) \cdot \tilde{i}_1^{r*}(t) \cdot \\ & \left. [\cos(2\theta_e) - j \sin(2\theta_e)] \right] + j\omega_e \cdot \left[\tilde{L}_1 \cdot \tilde{i}_1^r(t) - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \tilde{i}_1^{r*}(t) \right] + \\ & \tilde{L}_1 \cdot \frac{d\tilde{i}_1^r(t)}{dt} - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{d\tilde{i}_1^{r*}(t)}{dt} + \tilde{e}_1^r(t) \end{aligned} \quad (49)$$

Agora, reescrevendo a expressão acima em termos de eixo direto d e eixo de quadra-

tura q , tem-se a seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
(v_{1d}^r + jv_{1q}^r) = & \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot (i_{1d}^r + ji_{1q}^r) + (k-1) \cdot (i_{3d}^r - ji_{3q}^r) \cdot [\cos(4\theta_e) - \right. \\
& j \sin(4\theta_e)] + (k-1) \cdot (i_{3d}^r + ji_{3q}^r) \cdot [\cos(2\theta_e) + j \sin(2\theta_e)] + \\
& \left. (k-1) \cdot (i_{1d}^r - ji_{1q}^r) \cdot [\cos(2\theta_e) - j \sin(2\theta_e)] \right] + j\omega_e \cdot \left[\tilde{L}_1 \cdot \right. \\
& \left. (i_{1d}^r + ji_{1q}^r) - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot (i_{1d}^r - ji_{1q}^r) \right] + \tilde{L}_1 \cdot \frac{d(i_{1d}^r + ji_{1q}^r)}{dt} - \\
& \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{d(i_{1d}^r - ji_{1q}^r)}{dt} + (e_{1d}^r + je_{1q}^r) \tag{50}
\end{aligned}$$

Realizando a multiplicação distributiva na expressão acima, se obtém como resultado a seguinte expressão:

$$\begin{aligned}
(v_{1d}^r + jv_{1q}^r) = & \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot i_{1d}^r + j(k+4) \cdot i_{1q}^r + (k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \cos(4\theta_e) - \right. \\
& j(k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \sin(4\theta_e) - j(k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \cos(4\theta_e) - (k-1) \cdot \\
& i_{3q}^r \cdot \sin(4\theta_e) + (k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \cos(2\theta_e) + j(k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \\
& \sin(2\theta_e) + j(k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \cos(2\theta_e) - (k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \sin(2\theta_e) + \\
& (k-1) \cdot i_{1d}^r \cdot \cos(2\theta_e) - j(k-1) \cdot i_{1d}^r \cdot \sin(2\theta_e) - (k-1) \cdot \\
& i_{1q}^r \cdot \cos(2\theta_e) - (k-1) \cdot i_{1q}^r \cdot \sin(2\theta_e) \left. \right] + j\omega_e \cdot \tilde{L}_1 \cdot i_{1d}^r - \\
& \omega_e \cdot \tilde{L}_1 \cdot i_{1q}^r - j\omega_e \cdot \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot i_{1d}^r - \omega_e \cdot \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot i_{1q}^r + \\
& \tilde{L}_1 \cdot \frac{di_{1d}^r}{dt} + j \cdot \tilde{L}_1 \cdot \frac{di_{1q}^r}{dt} - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{di_{1d}^r}{dt} - j \cdot \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{di_{1q}^r}{dt} + \\
& e_{1d}^r + je_{1q}^r \tag{51}
\end{aligned}$$

A partir de (51) é possível extrair a expressão para a tensão de eixo direto de sequência 1 do estator no sistema de coordenadas do rotor v_{1d}^r :

$$\begin{aligned}
v_{1d}^r = & \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot i_{1d}^r + (k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \cos(4\theta_e) - (k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \sin(4\theta_e) + \right. \\
& (k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \cos(2\theta_e) - (k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \sin(2\theta_e) + (k-1) \cdot i_{1d}^r \cdot \\
& \left. \cos(2\theta_e) - (k-1) \cdot i_{1q}^r \cdot \sin(2\theta_e) \right] - \omega_e \cdot \left(\tilde{L}_1 + \frac{5}{2} \cdot L_r \right) \cdot i_{1q}^r + \\
& \tilde{L}_1 \cdot \frac{di_{1d}^r}{dt} - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{di_{1d}^r}{dt} + e_{1d}^r \tag{52}
\end{aligned}$$

A expressão da tensão de eixo de quadratura de sequência 1 do estator no sistema de

coordenadas do rotor v_{1q}^r será dada por:

$$v_{1q}^r = \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k+4) \cdot i_{1q}^r - (k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \text{sen}(4\theta_e) - (k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \cos(4\theta_e) + \right. \\ \left. (k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \text{sen}(2\theta_e) + (k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \cos(2\theta_e) - (k-1) \cdot i_{1d}^r \cdot \right. \\ \left. \text{sen}(2\theta_e) - (k-1) \cdot i_{1q}^r \cdot \cos(2\theta_e) \right] + \omega_e \cdot \left(\tilde{L}_1 - \frac{5}{2} \cdot L_r \right) \cdot i_{1d}^r + \\ \tilde{L}_1 \cdot \frac{di_{1q}^r}{dt} + \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{di_{1q}^r}{dt} + e_{1q}^r \quad (53)$$

Um processo semelhante ao que foi feito anteriormente é realizado para determinar as expressões para a componente de terceiro harmônico. Desta forma, para tensão de eixo direto de sequência 3 do estator no sistema de coordenadas do rotor, v_{3d}^r , tem-se a seguinte expressão:

$$v_{3d}^r = \frac{R_s}{5} \cdot \left[(k-1) \cdot i_{1d}^r \cdot \cos(2\theta_e) + (k-1) \cdot i_{1q}^r \cdot \text{sen}(2\theta_e) + (k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \right. \\ \left. \cos(6\theta_e) - (k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \text{sen}(6\theta_e) + (k+4) \cdot i_{3d}^r + (k-1) \cdot i_{1d}^r \cdot \right. \\ \left. \cos(4\theta_e) - (k-1) \cdot i_{1q}^r \cdot \text{sen}(4\theta_e) \right] - 3 \cdot \omega_e \cdot \tilde{L}_3 \cdot i_{3q}^r + \tilde{L}_3 \cdot \frac{di_{3d}^r}{dt} + e_{3d}^r \quad (54)$$

Analogamente, para a tensão de eixo de quadratura de sequência 3 do estator no sistema de coordenadas do rotor v_{3q}^r , tem-se a seguinte expressão:

$$v_{3q}^r = \frac{R_s}{5} \cdot \left[- (k-1) \cdot i_{1d}^r \cdot \text{sen}(2\theta_e) + (k-1) \cdot i_{1q}^r \cdot \cos(2\theta_e) - (k-1) \cdot i_{3d}^r \cdot \right. \\ \left. \text{sen}(6\theta_e) - (k-1) \cdot i_{3q}^r \cdot \cos(6\theta_e) + (k+4) \cdot i_{3q}^r - (k-1) \cdot i_{1d}^r \cdot \right. \\ \left. \text{sen}(4\theta_e) - (k-1) \cdot i_{1q}^r \cdot \cos(4\theta_e) \right] + 3 \cdot \omega_e \cdot \tilde{L}_3 \cdot i_{3d}^r + \tilde{L}_3 \cdot \frac{di_{3q}^r}{dt} + e_{3q}^r \quad (55)$$

Considerando que não há a falta da fase 1, as componentes que variam com a posição do rotor do conjunto de expressões acima não existem. Logo, as expressões podem ser reescritas conforme segue.

$$v_{1d}^r = R_s \cdot i_{1d}^r - \omega_e \cdot \left(\tilde{L}_1 + \frac{5}{2} \cdot L_r \right) \cdot i_{1q}^r + \tilde{L}_1 \cdot \frac{di_{1d}^r}{dt} - \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{di_{1d}^r}{dt} + e_{1d}^r \quad (56)$$

$$v_{1q}^r = R_s \cdot i_{1q}^r + \omega_e \cdot \left(\tilde{L}_1 - \frac{5}{2} \cdot L_r \right) \cdot i_{1d}^r + \tilde{L}_1 \cdot \frac{di_{1q}^r}{dt} + \frac{5}{2} \cdot L_r \cdot \frac{di_{1q}^r}{dt} + e_{1q}^r \quad (57)$$

$$v_{3d}^r = R_s \cdot i_{3d}^r - 3 \cdot \omega_e \cdot \tilde{L}_3 \cdot i_{3q}^r + \tilde{L}_3 \cdot \frac{di_{3d}^r}{dt} + e_{3d}^r \quad (58)$$

$$v_{3q}^r = R_s \cdot i_{3q}^r + 3 \cdot \omega_e \cdot \tilde{L}_3 \cdot i_{3d}^r + \tilde{L}_3 \cdot \frac{di_{3q}^r}{dt} + e_{3q}^r \quad (59)$$

Através das equações (52), (53), (54),(55) e (12) é possível realizar uma análise do comportamento da MSPIP tanto em regime transitório como em regime permanente, considerando também a operação sob falta de uma fase. Além disso, elas podem ser utilizadas para fins de simulação e definição de estratégias de controle. É importante destacar que apesar de existir restrição para o número de componentes harmônicas de espaço consideradas (fundamental e terceiro harmônico), não há qualquer restrição para as formas de onda da corrente e da tensão aplicadas nos terminais. Finalmente, pode-se também analisar tanto o regime motor como gerador.

2.5 Considerações Finais

Neste capítulo, foram derivadas as expressões que representam o comportamento da MSPIP. A matriz de resistências utilizada para representar a falta da fase 1 também foi definida. Após, uma transformação de similaridade utilizando a matriz Fourier foi aplicada para desacoplar e simplificar grandezas e parâmetros. Um conjunto de equações para as MSPIPs com falha ou sem falha que considera, além da componente fundamental, uma componente de terceiro harmônico para a indução do entreferro também foi apresentado. Para simplificar as expressões obtidas, se transformou as grandezas para o sistema de coordenadas do rotor. No próximo capítulo, os métodos utilizados para determinar os parâmetros das MSPIPs necessários para estabelecer o modelo analítico proposto no atual capítulo serão apresentados.

3 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE MSPIP

No presente capítulo, os parâmetros necessários para estabelecer o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 são determinados. Os principais métodos descritos na literatura técnica para estimar as indutâncias próprias e mútuas das MSPIPs são discutidos e a resistência de fase considerando uma temperatura média de 105° C durante a operação é determinada. Por fim, os métodos utilizados para determinar a tensão induzida, momento de inércia, perdas mecânicas e perdas magnéticas também são descritos. Para não tornar o capítulo extenso, o processo de determinação dos parâmetros será mostrado em detalhes apenas para a Máquina 1, uma vez que o mesmo se repete para a Máquina 2.

3.1 Determinação das Indutâncias Próprias e Mútuas do Estator

Para que seja possível utilizar o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2, os parâmetros elétricos das MSPIPs devem ser determinados. Sabe-se que a acurácia do modelo analítico é influenciada diretamente pelo valor dos parâmetros. Desta forma, os valores das indutâncias próprias e mútuas devem ser estimados corretamente, pois eles apresentam grande impacto no modelo analítico, influenciando o valor do torque eletromagnético e das correntes de fase.

Atualmente, na literatura há diversos métodos utilizados para determinar as indutâncias próprias e mútuas, entre os quais incluem-se: métodos analíticos; métodos que utilizam análises com MEF; métodos que se baseiam no MEF e que aplicam o conceito de congelamento de permeabilidade magnética.

O primeiro deles, método analítico, determina os valores das indutâncias próprias e mútuas através de expressões analíticas. Para tal, conceitos como energia magnética armazenada no entreferro (WHITE; WOODSON, 1968), função do enrolamento (ZHU; HOWE, 1997; LUBIN *et al.*, 2007; LIANG; LIANG; JIA, 2018) e redes de relutância (TARIQ; NINO-BARON; STRANGAS, 2010; KIM *et al.*, 2014) são empregados. Por exemplo, em (LIANG; LIANG; JIA, 2018), as indutâncias próprias e mútuas do estator de uma máquina de ímãs permanentes trifásica são estimadas utilizando expressões analíticas. Para tal, algumas aproximações são feitas: o fluxo cruza o entreferro radialmente; a

saturação magnética é desprezível; as perdas magnéticas e perdas por correntes parasitas são desprezíveis; o material magnético tem permeância infinita; efeitos das ranhuras são desprezíveis. Logo, a relação entre o fluxo concatenado e a corrente aplicada é reescrita em termos dos dados geométricos da máquina e informações sobre as configurações do enrolamento. Desta forma, os valores de indutância própria e mútuas podem ser obtidos. No entanto, a grande desvantagem deste método é a necessidade de se conhecer dados sobre a geometria e sobre os enrolamento da máquina, sendo que estes muitas vezes ficam restritos apenas ao fabricante.

A construção de redes de relutância é outra alternativa para se determinar as indutâncias próprias e mútuas de forma analítica. Por exemplo, em (KIM *et al.*, 2014) os fluxos concatenados são determinados analiticamente por um conjunto de equação não lineares. Os efeitos de saturação são incluídos durante a determinação das indutâncias da máquina. No entanto, para que seja possível estabelecer uma rede de relutância confiável, é necessário conhecer a distribuição do campo magnético no interior da máquina, a geometria da máquina, características da chapa magnética e dos ímãs permanentes.

Análises com o MEF é outra abordagem muito utilizada para determinar as indutâncias. Neste caso, os fluxos concatenados são obtidos a partir de *softwares* que consideram a influência da saturação, ranhuras do estator e ranhuras do rotor. No entanto, o maior tempo de processamento computacional é a grande desvantagem deste método em relação aos métodos analíticos e redes de relutância. Além disso, para máquinas com ímãs permanentes, a retirada dos ímãs durante o processo de cálculo pode ser necessária, visto que existe a parcela fluxo associada aos ímãs.

Por outro lado, análises com MEF utilizando o congelamento da permeabilidade magnética é um método que recentemente vem sendo utilizado para determinar as indutâncias de máquinas de ímãs permanentes, uma vez que ele não necessita da retirada dos ímãs permanentes durante o processo de cálculo (WALKER; DORRELL; COSSAR, 2005; CHU; ZHU, 2013; CHEN *et al.*, 2018). Neste caso, é inicialmente realizada uma análise com MEF para a condição sob carga, onde todas as fases da máquina são alimentadas. Os valores dos fluxos concatenados são calculados e armazenados, assim como os valores de permeabilidade para todos os pontos da máquina. A seguir, são determinados os fluxos concatenados para a condição em vazio. Para tal, é realizada uma análise com MEF onde as fases da máquina não são alimentadas com corrente e os valores de permeabilidade armazenados da condição sob carga são aplicados. Deste modo, a permeabilidade é mantida inalterada para a condição sob carga e sem carga. Logo, o processo torna-se linear e a parcela de fluxo concatenado nos enrolamentos devido os ímãs permanentes pode ser descontada, restando apenas a parcela de fluxo concatenado devido às correntes nas fases. Apesar de vários estudos relatarem sucesso na aplicação deste método (WALKER; DORRELL; COSSAR, 2005; CHU; ZHU, 2013; CHEN *et al.*, 2018), ele ainda não pode ser considerado um método consolidado, não tendo sido utilizado em máquinas com mais de

três fases.

Na presente dissertação, se optou por estimar as indutâncias das MSPIPs de dois modos para fins de avaliação da sua aplicabilidade e acurácia para as máquinas sob consideração. O primeiro método utilizado é a determinação das indutâncias por meio de análises com MEF (Método 1). Neste caso, são realizadas análises com MEF no *software Ansys-Maxwell*[®] para calcular as indutâncias, sendo os ímãs do rotor retirados durante o processo de cálculo. Logo, a parcela de fluxo concatenado devido os ímãs no rotor é eliminada, restando apenas a parcela de fluxo concatenado devido à corrente na fase sendo alimentada. O segundo método utilizado para determinar as indutâncias, consiste em análises com MEF aplicando o congelamento da permeabilidade magnética (Método 2). Este método foi escolhido devido à possibilidade de manter-se os ímãs do rotor durante o processo de cálculo e também considerando os resultados positivos encontrados por diversos autores em máquina trifásicas. Para a realização deste método se utilizou o *software FEMM*[®]. Portanto, as indutâncias das MSPIPs foram estimadas através de duas diferentes formas, Método 1 e Método 2, sendo eles descritos em detalhes na sequência.

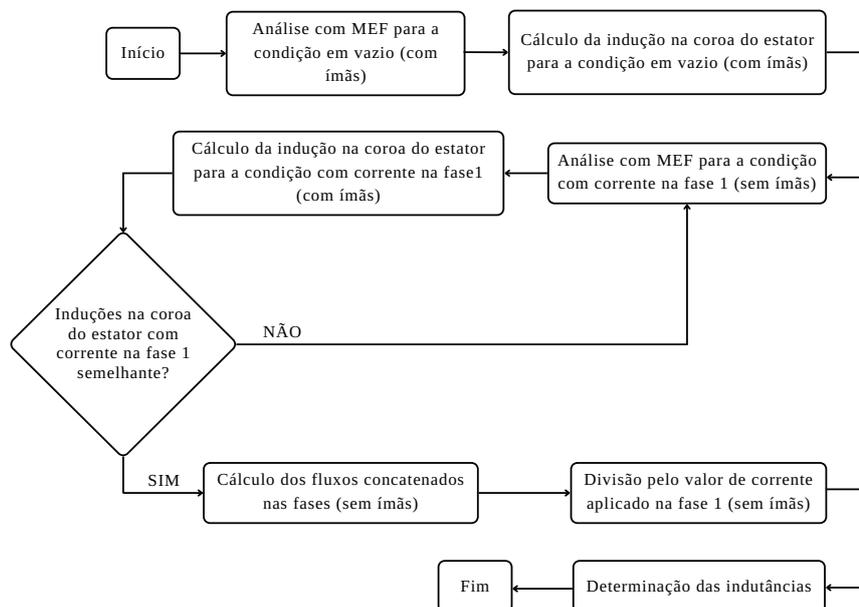
3.1.1 Método 1

No Método 1, as indutâncias da máquina são determinadas a partir da relação entre os fluxos concatenados pelos enrolamentos e a corrente aplicada no respectivo enrolamento, sendo os ímãs permanentes retirados durante o processo a fim de eliminar a influência da sua parcela de fluxo concatenado. Para tal, são realizadas análises com MEF no *software Ansys-Maxwell*[®]. Para considerar a influência da saturação no cálculo das indutância, foram feitos cálculos com um valor de corrente que aproximadamente produz a saturação nominal da máquina. Para assegurar este nível de saturação durante o cálculo, o fluxo na coroa do estator será mantido constante e próximo do valor que existe na condição de operação nominal. Um fluxograma que descreve cada etapa do processo de determinação das indutâncias das MSPIPs através do Método 1 foi elaborado e é apresentado na Figura 12.

De acordo com o fluxograma, inicialmente é necessário determinar o mapa de campo para a condição em vazio, visto que a saturação da máquina é influenciada, em grande parte, pelos ímãs permanentes. Neste caso, os ímãs permanentes são mantidos e as fases da máquina não são alimentadas. Na Figura 13a pode-se observar o mapa de campo da máquina para a condição em vazio. O nível de saturação na coroa do estator com apenas os ímãs foi tomado como referência para a determinação do mapa de campo com corrente na fase e sem ímãs. Desta forma, uma linha na coroa do estator foi estabelecida para medir o valor da indução magnética.

O próximo passo é determinar uma indução na coroa do estator semelhante ao valor obtido para a condição em vazio. No entanto, neste caso, os ímãs permanentes são removidos e uma das fases é alimentada com corrente contínua. Portanto, é necessário estimar

Figura 12 – Fluxograma do Método 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

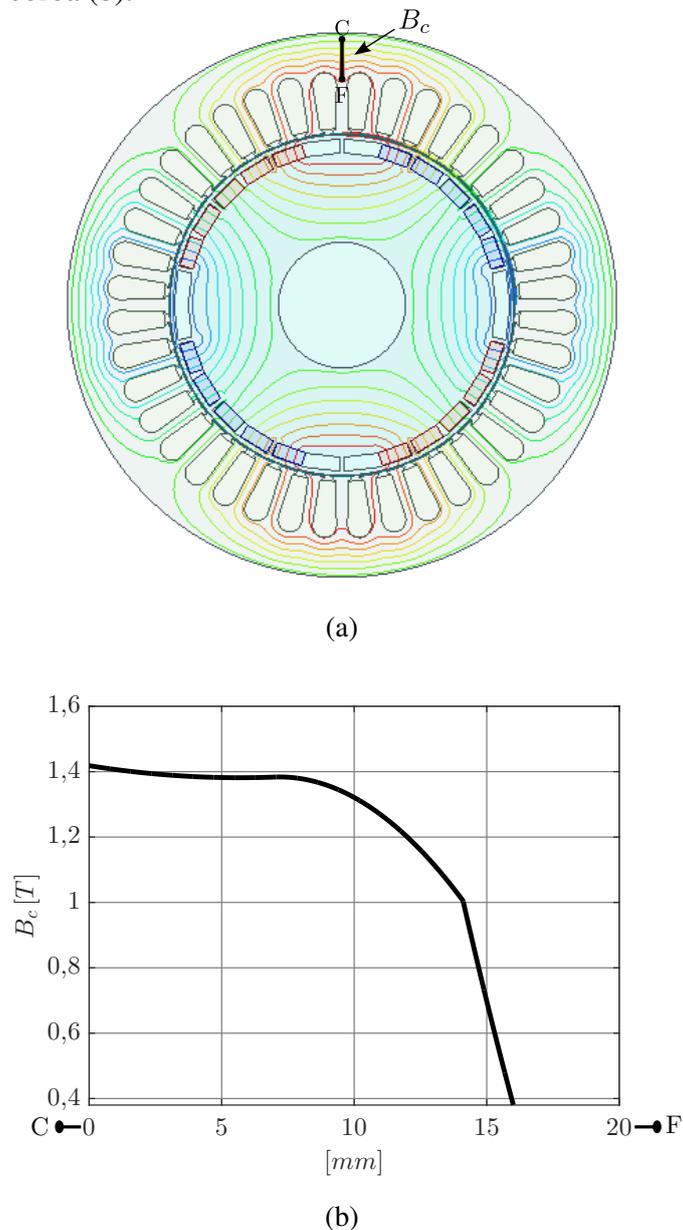
um valor de corrente capaz de gerar uma indução na coroa do estator similar ao valor obtido para a condição em vazio. Este passo é realizado para que a saturação magnética na coroa do estator se mantenha similar em ambos os casos.

É importante destacar que nesta seção o processo de determinação das indutâncias através do Método 1 será descrito detalhadamente apenas para a fase 1 da máquina, uma vez que para as demais fases o processo se repete. Além disso, considerando a simetria da máquina, as indutâncias das demais fases da máquina serão iguais às indutâncias da fase 1, dispensando assim a aplicação do Método 1 nas outras fases.

Na sequência, para se obter um valor de indução na coroa do estator próximo ao valor obtido para a condição em vazio, a corrente da fase 1 é aumentada gradativamente. A Figura 14 apresenta a indução na coroa do estator para cada valor de corrente na fase 1. De acordo com a Figura 14, se observa que para uma corrente de 20 A na fase 1 da máquina, o valor de indução na coroa do estator é próximo ao valor da condição em vazio. O mapa de campo resultante para a corrente de 20 A aplicada na fase 1 da máquina é apresentado na Figura 15.

A partir da definição do valor de corrente na fase 1 da máquina, as respectivas indutâncias podem ser determinadas. A indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 do estator são determinadas através de análises de EF realizadas no *software Ansys-Maxwell*[®]. Para calcular as indutâncias com MEF, um giro de 90° mecânicos no rotor da máquina foi aplicado, sendo os seus valores calculados para 120 posições durante o giro. Este procedimento é adotado a fim de se obter uma acurácia aceitável durante a

Figura 13 – Mapa de campo para a situação em vazio (a) e distribuição da indução ao longo da seção da coroa (b).

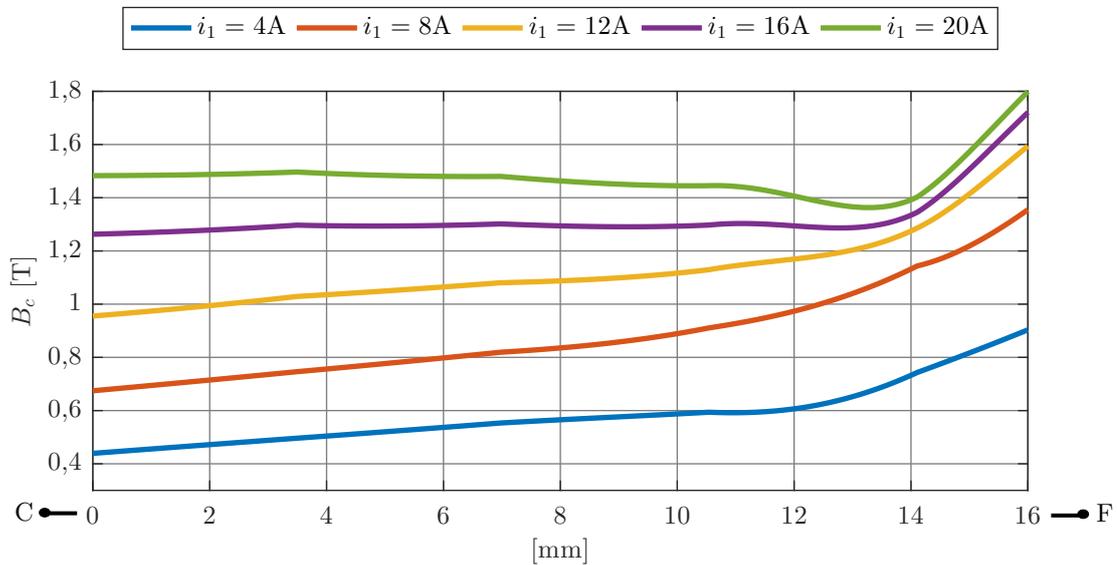


Fonte: Elaborada pelo autor.

estimação. Os fluxos que atravessam o entreferro e se concatenam com as bobinas são determinados através de rotinas internas disponíveis neste *software*. A partir dos valores de fluxos concatenados, é possível determinar as indutâncias próprias e mútuas do estator. Para tal, se realiza a divisão dos fluxos concatenados pela corrente aplicada na fase, que para esse caso é 20 A.

No presente trabalho se optou por realizar análises em duas dimensões em razão do tempo de processamento computacional. Desta forma, apesar do *software Ansys-Maxwell*[®] estimar parte das indutâncias de dispersão, ele não estima a indutância de

Figura 14 – Distribuição da indução ao longo da seção da coroa do estator mostrada na Figura 13a para diferentes valores de corrente na fase 1 da máquina.



Fonte: Elaborada pelo autor.

dispersão das cabeças das bobinas L_w para análises em duas dimensões. Deste modo, o valor da indutâncias de dispersão das cabeças das bobinas do enrolamento foi determinado analiticamente. Para tal, a seguinte expressão foi utilizada (PYRHONEN *et al.*, 2013):

$$L_w = \frac{4 \cdot m}{N_s} \cdot q \cdot W_{st}^2 \cdot \mu_0 \cdot l_w \cdot \alpha_w \quad (60)$$

onde W_{st} é o número total de espiras em série, l_w o comprimento das cabeças das bobinas e α_w o fator de correção adotado para a permeância do estator.

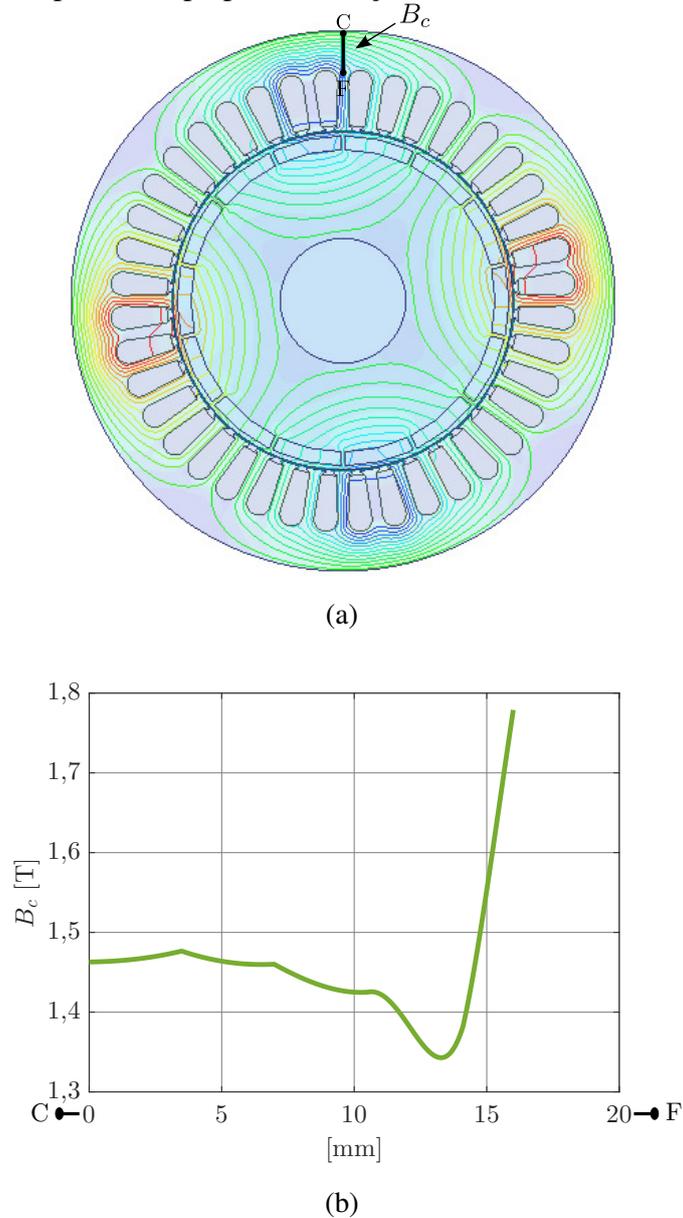
O processo de cálculo da indutância de dispersão das cabeças das bobinas se encontra descrito detalhadamente no Apêndice C. Assim, ao final, se obteve o seguinte valor para a indutância de dispersão das cabeças das bobinas:

$$L_w = 2,98 \text{ mH} \quad (61)$$

Acrescentando o valor de L_w calculado analiticamente ao valor da indutância própria determinado via análises com MEF, se obtém o valor final para a indutância própria da fase 1 do estator da Máquina 1. A Figura 16 apresenta o resultado obtido para a indutância própria da fase 1, bem como os valores da indutância mútua entre fase 1 e demais fases.

A partir da Figura 16 é possível observar que o conteúdo harmônico presente nas indutâncias próprias e mútuas da fase 1 do estator é aproximadamente nulo, uma vez que as indutâncias permanecem constantes com a variação da posição do rotor. Para se ter uma melhor análise, a transformada rápida de Fourier (TRF) é aplicada nas indutâncias da Figura 16. As magnitudes das componentes harmônicas obtidas são apresentadas na

Figura 15 – Mapa de campo para a situação com corrente de 20 A na fase 1.



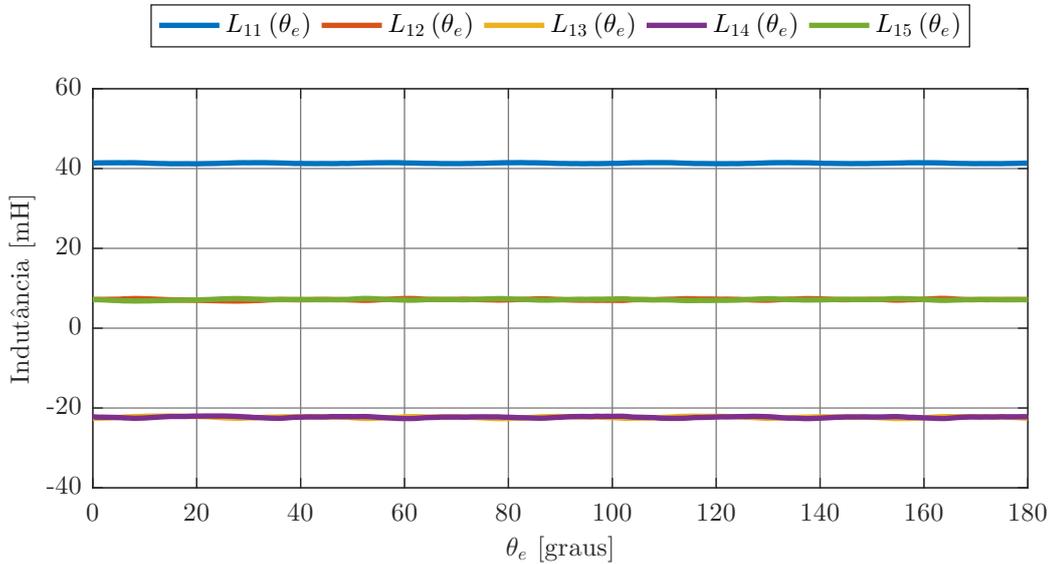
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 17. Desta forma, se conclui que as componentes harmônicas das indutâncias próprias e mútuas da fase 1 podem ser desconsideradas, visto que não apresentam influência.

Portanto, a parcela de indutância associada a variação da relutância é considerada nula. Este comportamento das indutância ocorre devido a distribuição do campo se manter constante apesar do rotor se movimentar. Desta forma, a indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 do estator da Máquina 1 podem ser representadas pelos seguintes valores:

$$\begin{aligned}
 L_{11} &= 41,33 \text{ mH} \\
 L_{12} &= L_{15} = 7,19 \text{ mH} \\
 L_{13} &= L_{14} = -22,32 \text{ mH}
 \end{aligned}
 \tag{62}$$

Figura 16 – Indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 do estator obtidas com o Método 1.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, se obtém a matriz de indutâncias $[L]$ da Máquina 1 estimada através do Método 1.

$$[L] = \begin{bmatrix} 41,33 & 7,19 & -22,32 & -22,32 & 7,19 \\ 7,19 & 41,33 & 7,19 & -22,32 & -22,32 \\ -22,32 & 7,19 & 41,33 & 7,19 & -22,32 \\ -22,32 & -22,32 & 7,19 & 41,33 & 7,19 \\ 7,19 & -22,32 & -22,32 & 7,19 & 41,33 \end{bmatrix} \text{ mH} \quad (63)$$

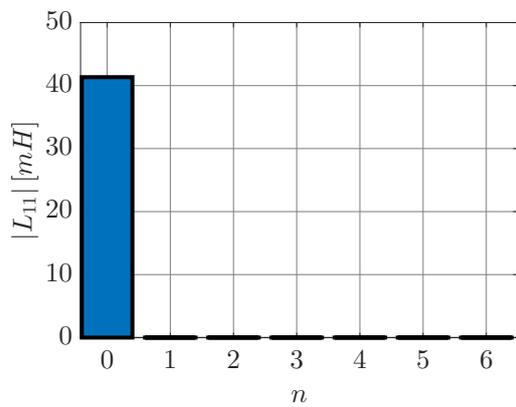
Agora, é necessário determinar as indutâncias de sequência para serem aplicadas no modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2. Para tal, a transformação de coordenadas (30) é aplicada na matriz de indutâncias (63). Assim, a matriz de indutâncias transformada da Máquina 1 é a seguinte:

$$[\tilde{L}] = [A] \cdot [L] \cdot [A^{-1}] \quad (64)$$

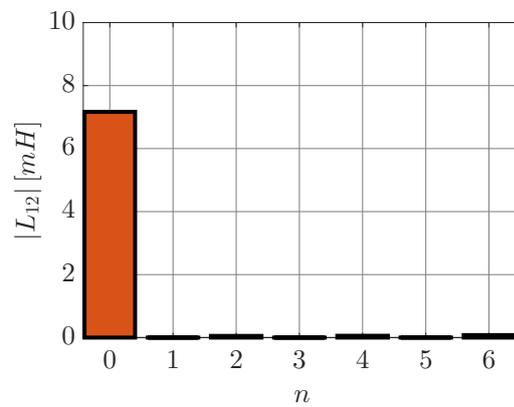
$$[\tilde{L}] = \begin{bmatrix} 11,07 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 81,88 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 15,90 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 15,90 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 81,88 \end{bmatrix} \text{ mH} \quad (65)$$

Se observa que, ao aplicar a transformação de coordenadas, a matriz de indutâncias torna-se diagonal. Desta forma, as equações associadas a componente fundamental e componente de terceiro harmônico podem ser desacopladas, melhorando assim a análise do impacto do valor das indutâncias na resposta apresentada pelo modelo analítico.

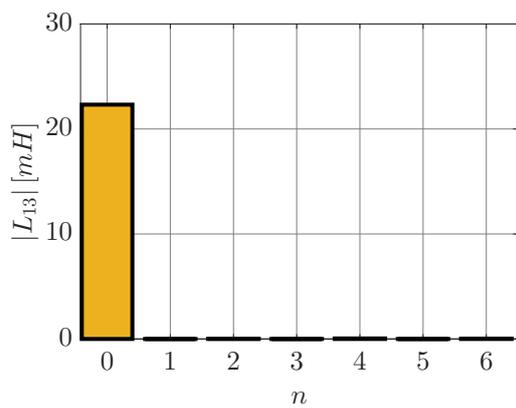
Figura 17 – Magnitude das componentes harmônicas presentes nas indutâncias da fase 1.



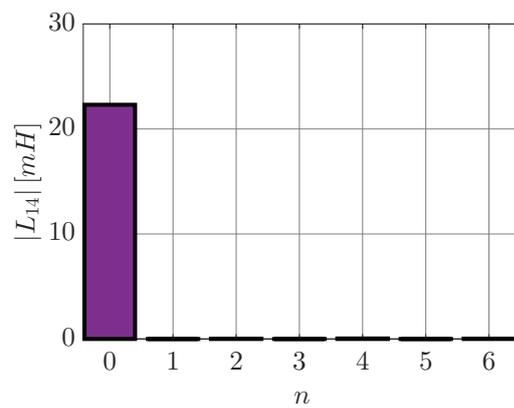
(a) Magnitudes das componentes harmônicas de $L_{11}(\theta_e)$.



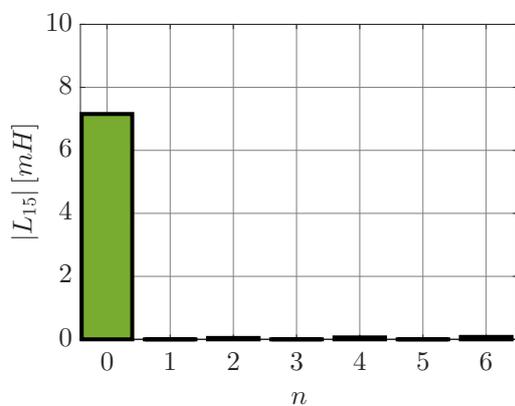
(b) Magnitudes das componentes harmônicas de $L_{12}(\theta_e)$.



(c) Magnitudes das componentes harmônicas de $L_{13}(\theta_e)$.



(d) Magnitudes das componentes harmônicas de $L_{14}(\theta_e)$.



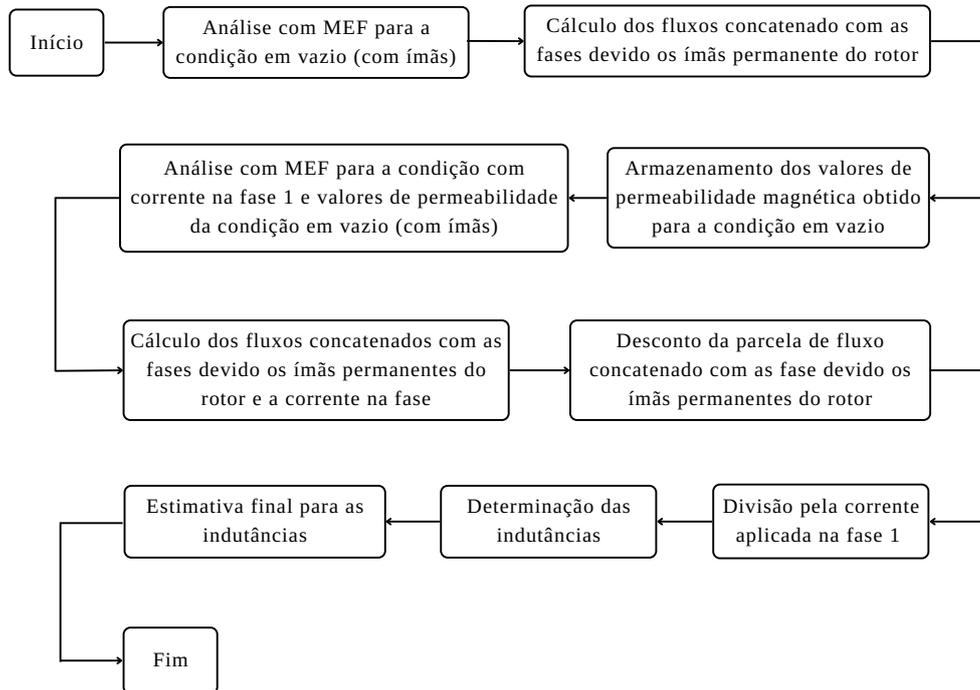
(e) Magnitudes das componentes harmônicas de $L_{15}(\theta_e)$.

3.1.2 Método 2

Ao contrário do Método 1, o Método 2 não necessita da retirada dos ímãs permanentes do rotor durante o processo de cálculo das indutâncias, uma vez que o conceito de congelamento dos valores de permeabilidade magnética é utilizado. Desta forma, a influência da parcela de fluxo concatenado nas fases devido aos ímãs permanentes no rotor é eliminada durante o cálculo das indutâncias. Para tal, análises com MEF para a operação da Máquina 1 em vazio e com corrente contínua na fase 1 são realizadas. Os valores de permeabilidade magnética obtidos durante as análises para a operação em vazio são armazenados, pois, a seguir, eles são utilizados nas análises para a condição com corrente na fase. Deste modo, os valores de permeabilidade magnética se mantêm constantes durante as análises com MEF. Logo, o fluxo concatenado nas fases devido os ímãs permanentes do rotor pode ser descontado. Por fim, dividindo-se os fluxos concatenados nas fases devido a corrente na fase pelo respectivo valor de corrente aplicado, se obtém as indutâncias próprias e mútuas da máquina. Para a aplicação do método de congelamento de permeabilidade magnética, foram feitas análises com MEF no *software FEMM*[®], uma vez que o congelamento das permeabilidades magnéticas pode ser facilmente realizado com este *software*, conforme mostra a literatura disponível (FEMM, 2010; SCHMIDT; SUSIC, 2012; CHU; ZHU, 2013). O Método 2 adotado nesta dissertação para a estimação das indutâncias apresenta algumas diferenças em relação aos métodos encontrados na literatura para a estimação de indutâncias de máquinas trifásicas, utilizando o congelamento da permeabilidade magnética. Neste caso, se considerou que grande parte da saturação da máquina é influenciada pelos ímãs permanentes, sendo o efeito da reação da armadura desprezível. Portanto, se assumiu que a saturação apresentada pela máquina em vazio é similar à saturação apresentada sob carga. Além disso, para determinar as indutâncias próprias e mútuas necessárias para estabelecer o modelo, apenas a fase 1 da máquina é alimentada com corrente. Um fluxograma com cada etapa do processo de determinação das indutâncias da Máquina 1 através do método 2 é apresentado na Figura 18.

Conforme indicado no fluxograma, primeiramente são realizadas análises com MEF no *software FEMM*[®] para a condição em vazio. Os fluxos que atravessam o entreferro e se concatenam com as fases para a situação em vazio são calculados. A Figura 19 apresenta o fluxo concatenado com as cinco fases, onde o sobrescrito “A” indica a condição em vazio. O mapa de campo da Máquina 1 para condição em vazio é apresentado na Figura 20. Os valores de permeabilidade magnética obtidos para a condição em vazio são armazenados, visto que eles são utilizados nas próximas etapas do processo de cálculo das indutâncias. É importante destacar que o processo de cálculo das indutâncias será descrito detalhadamente apenas para a fase 1, uma vez que o processo se repete para as demais fases. Neste caso, a fase 1 da máquina passa a ser alimentada com corrente contínua. Para a escolha do valor de corrente na fase 1 da máquina, leva-se em conta que para um número fixo de espiras e valores de permeabilidade magnética constante, a

Figura 18 – Fluxograma do Método 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

escolha de diferentes valores de corrente não interfere no processo de cálculo do fluxo, visto que a saturação da máquina não varia. Para fins de simplificação dos cálculos, no presente trabalho se considerou uma corrente aplicada na fase 1 igual a 1 A. Os valores de permeabilidade magnética armazenados são aplicados nas análises para a condição com corrente contínua na fase 1. Os valores de permeabilidade magnética são mantidos iguais para ambos os casos (em vazio e com corrente na fase 1). O fluxo próprio concatenado na fase 1 e os fluxos mútuos concatenados são determinados e apresentados na Figura 21, onde o sobrescrito “B” indica a condição com corrente na fase 1.

Agora, o fluxo próprio concatenado na fase 1 e fluxos mútuos devido a corrente na fase 1 podem ser determinados. Sabe-se que os valores de permeabilidade magnética da condição em vazio foram armazenados e aplicados durante as análises para a condição com corrente na fase 1. Desta forma, os valores do fluxo próprio e fluxos mútuos devido a corrente na fase 1 podem ser determinados através da subtração da parcela de fluxo concatenado para a condição em vazio.

$$\psi_{xy}^C = \psi_{xy}^B - \psi_y^A \quad (66)$$

Dividindo os fluxos acima pelo respectivo valor de corrente aplicado na fase 1, é possível determinar a indutância própria e as indutâncias mútuas da fase 1.

$$L_{xy} = \frac{\psi_{xy}^C}{i_x} \quad (67)$$

Figura 19 – Fluxos concatenados nas cinco fases para a condição em vazio.

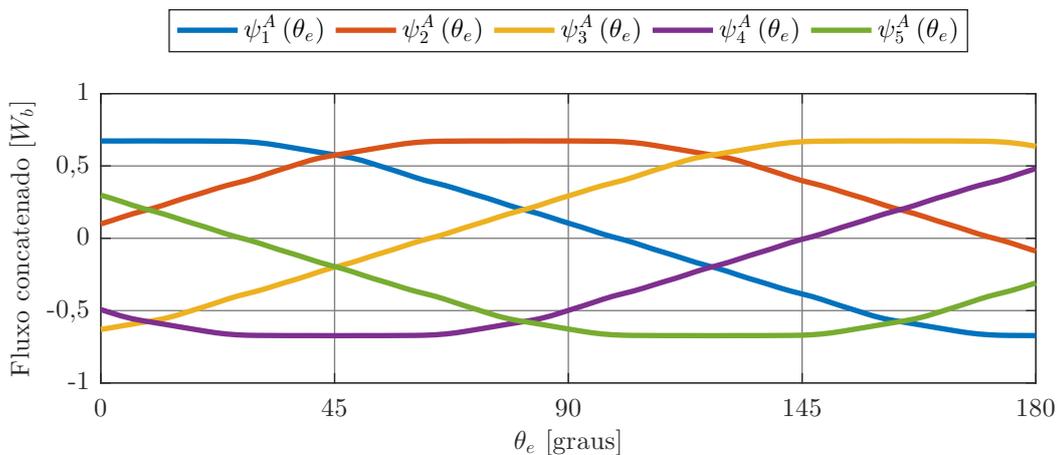


Figura 20 – Mapa de campo para a condição em vazio.

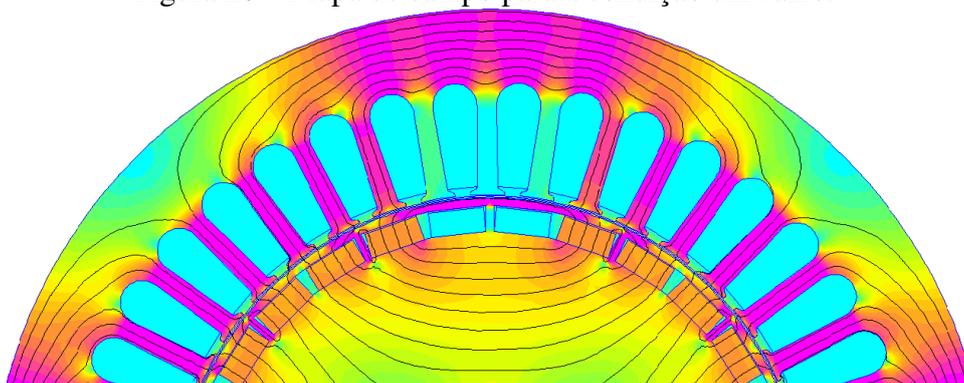
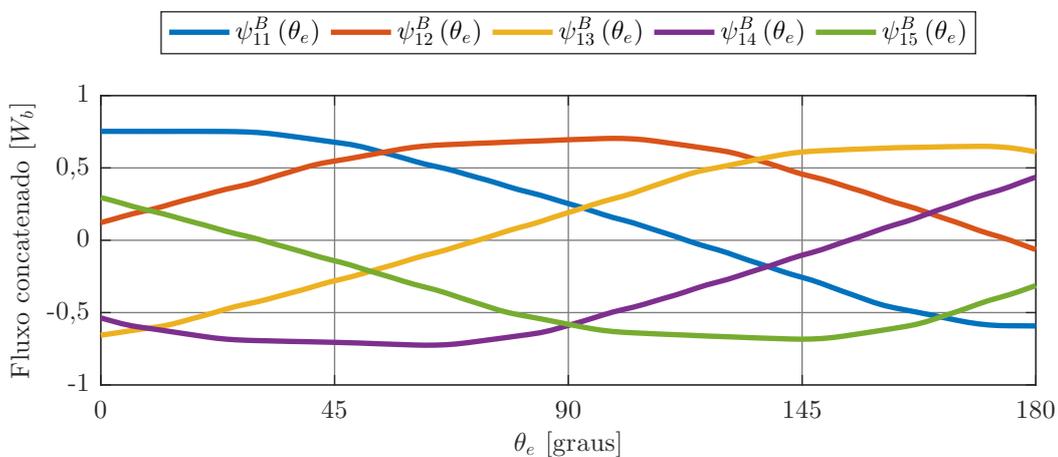


Figura 21 – Fluxo próprio concatenado na fase 1 e fluxos mútuos concatenados para a condição com corrente.



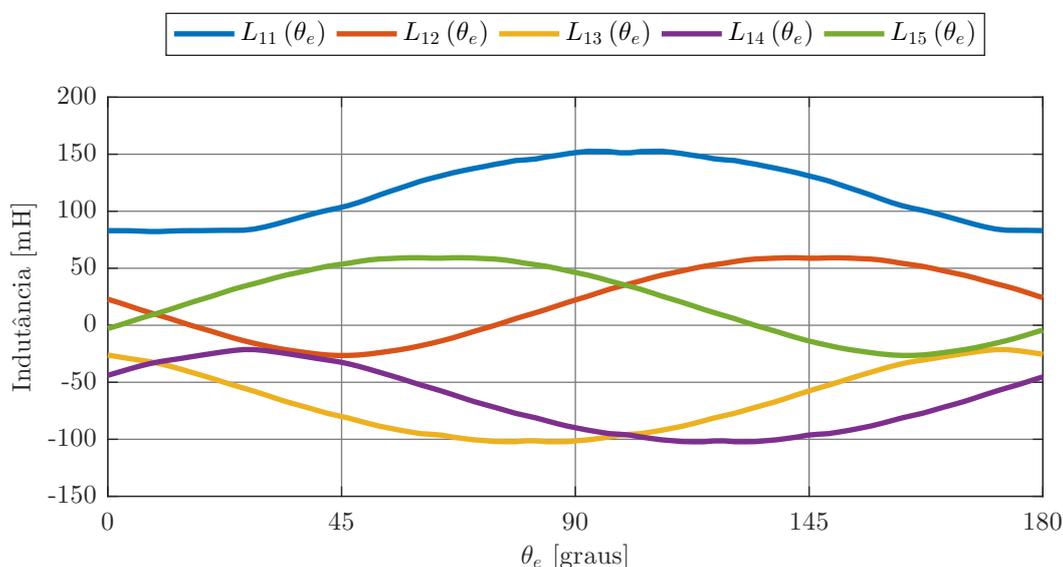
De forma similar ao realizado no Método 1, o valor da indutância de dispersão das cabeças das bobinas deve ser adicionado ao valor da indutância própria, uma vez que o *software FEMM*[®] também não estima esta parcela da indutância. O resultado final obtido para a indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 da Máquina 1 é apresentado na Figura 22. Se observa na Figura 22 que as indutâncias próprias e mútuas estimadas com o Método 2 variam conforme a posição do rotor. Desta forma, além da parcela constante de indutância, há uma componente harmônica significativa. Este comportamento das indutâncias é resultado da distribuição do campo da máquina considerada para este caso, uma vez que os ímãs permanentes não foram retirados ao decorrer do processo de cálculo das indutâncias. Para se ter uma melhor compreensão a respeito do conteúdo harmônico das formas de onda da Figura 22 é aplicada a Transformada Rápida de Fourier (TRF). As respectivas magnitudes e ângulos de defasagem das componentes harmônicas obtidas com TRF são apresentados nas Figura 23 e 24.

A partir da Figura 23 conclui-se que, além da parcela constante, o valor mais significativo de indutância é associado a componente fundamental ($n = 1$). Logo, as demais componentes harmônicas podem ser descartadas, pois não influenciam no valor da indutância. Portanto, as indutâncias da fase 1 podem ser aproximadas pela expressão (68).

$$L_{xy}(\theta_e) = |L_{xy}^0| + |L_{xy}^1| \cdot \cos(2\theta_e + \phi_{xy}^1) \quad y = 1, 2, 3, \dots, 5 \quad (68)$$

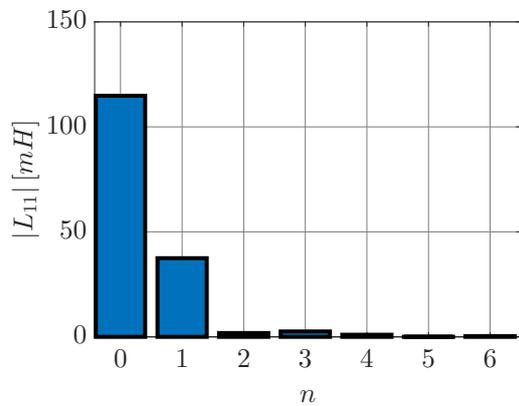
Na Figura 25 é apresentada uma comparação entre as indutâncias determinadas através de análises com MEF (linhas sólidas) e as indutâncias estimadas através da expressão (68) (linhas tracejadas). A matriz de indutâncias da máquina $[L(\theta_e)]$ estimada de acordo com o Método 2 é dada conforme mostrado abaixo.

Figura 22 – Indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 obtidas através do Método 2.

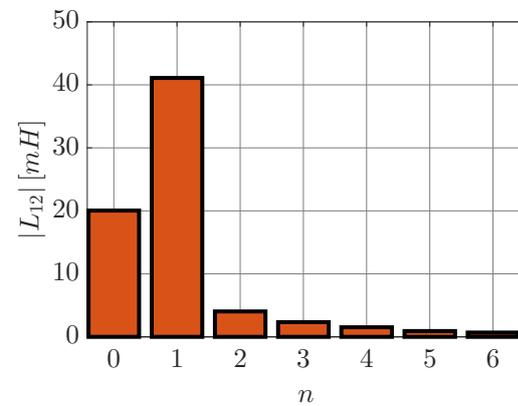


Fonte: Elaborada pelo autor.

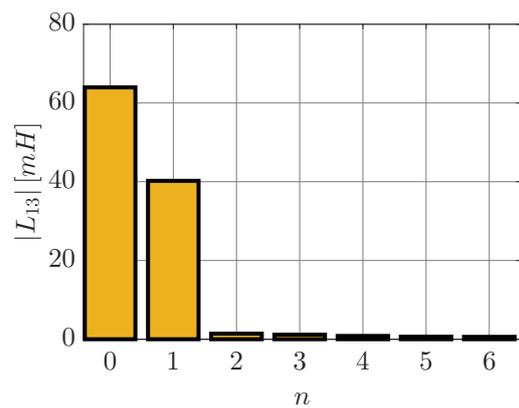
Figura 23 – Magnitude das componentes harmônicas da indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 (Método 2).



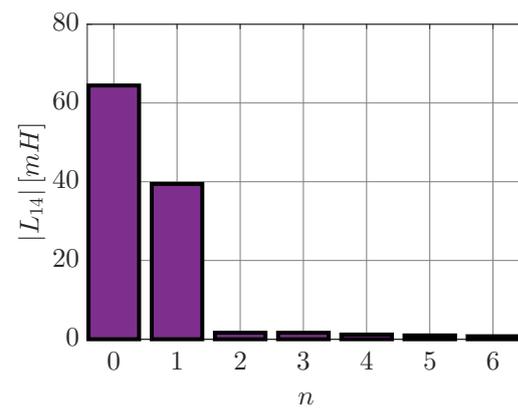
(a) Magnitude das componentes harmônicas de $L_{11}(\theta_e)$.



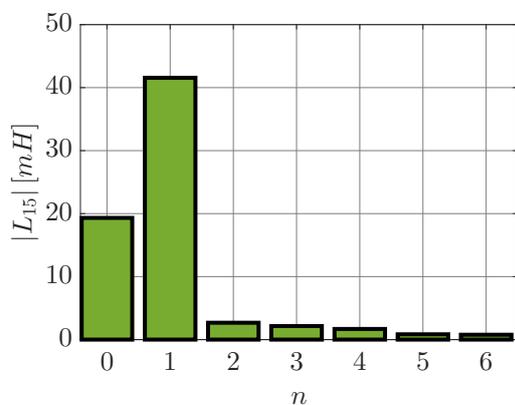
(b) Magnitude das componentes harmônicas de $L_{12}(\theta_e)$.



(c) Magnitude das componentes harmônicas de $L_{13}(\theta_e)$.

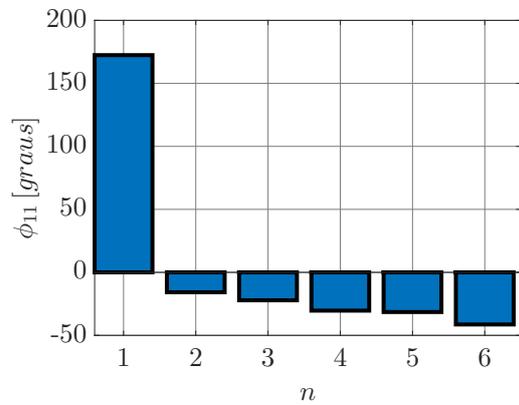


(d) Magnitude das componentes harmônicas de $L_{14}(\theta_e)$.

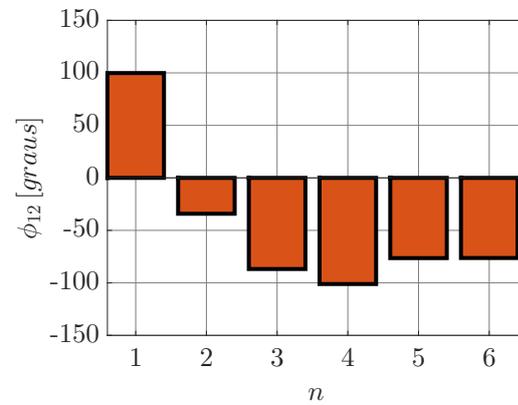


(e) Magnitude das componentes harmônicas de $L_{15}(\theta_e)$.

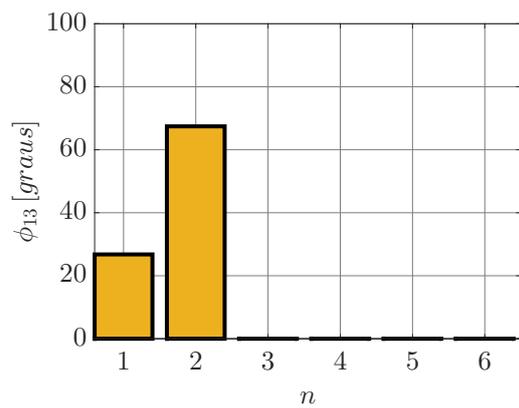
Figura 24 – Ângulos de defasagem das componentes harmônicas da indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 (Método 2).



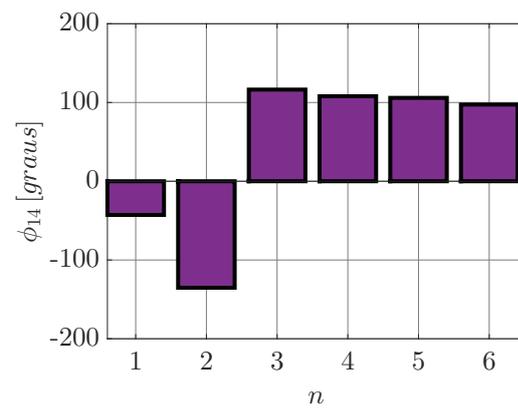
(a) Ângulos de defasagem das componentes harmônicas de $L_{11}(\theta_e)$.



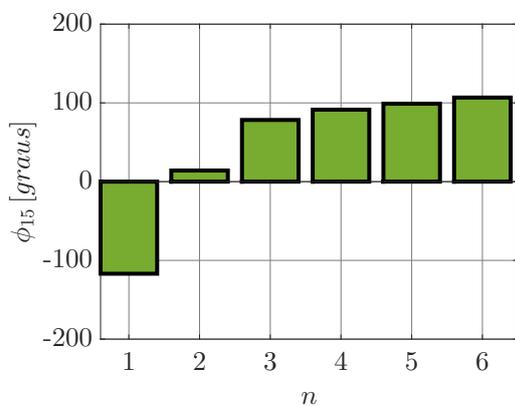
(b) Ângulo de defasagem das componentes harmônicas de $L_{12}(\theta_e)$.



(c) Ângulo de defasagem das componentes harmônicas de $L_{13}(\theta_e)$.

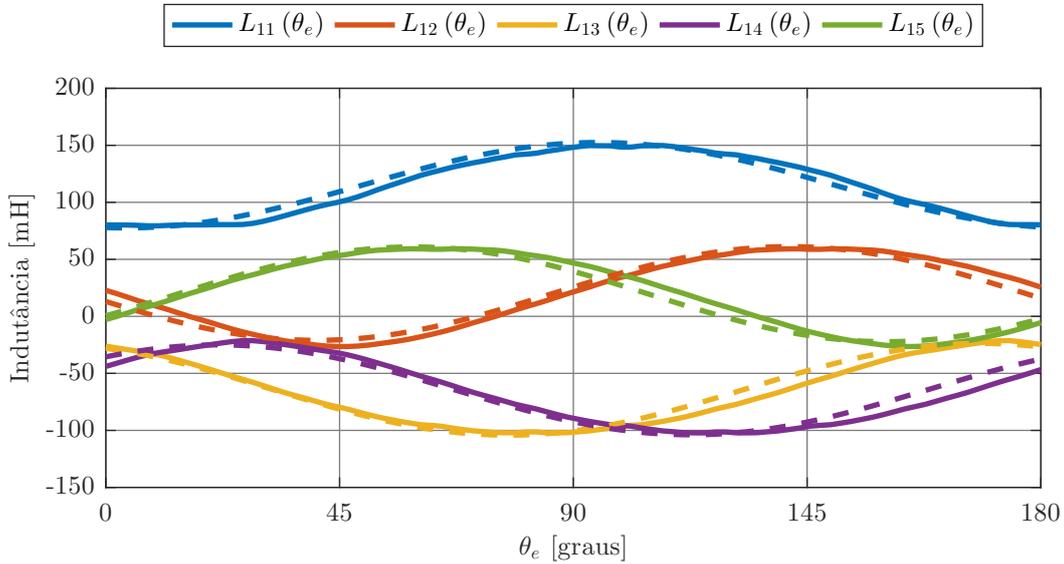


(d) Ângulo de defasagem das componentes harmônicas de $L_{14}(\theta_e)$.



(e) Ângulo de defasagem das componentes harmônicas de $L_{15}(\theta_e)$.

Figura 25 – Indutância própria e indutâncias mútuas da fase 1 obtidas via análises com MEF (linhas sólidas) e estimada através da expressão (68) (linha tracejadas).



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$[L(\theta_e)] = \begin{bmatrix} L_{11}(\theta_e) & L_{12}(\theta_e) & L_{13}(\theta_e) & L_{14}(\theta_e) & L_{15}(\theta_e) \\ L_{21}(\theta_e) & L_{22}(\theta_e) & L_{23}(\theta_e) & L_{24}(\theta_e) & L_{25}(\theta_e) \\ L_{31}(\theta_e) & L_{32}(\theta_e) & L_{33}(\theta_e) & L_{34}(\theta_e) & L_{35}(\theta_e) \\ L_{41}(\theta_e) & L_{42}(\theta_e) & L_{43}(\theta_e) & L_{44}(\theta_e) & L_{45}(\theta_e) \\ L_{51}(\theta_e) & L_{52}(\theta_e) & L_{53}(\theta_e) & L_{54}(\theta_e) & L_{55}(\theta_e) \end{bmatrix}$$

$$L_{xy}(\theta_e) = |L_{xy}^0| + |L_{xy}^1| \cdot \cos(2\theta_e + \phi_{xy}^1) \quad y = 1, 2, 3, \dots, 5 \quad (69)$$

Agora, aplicando a transformação de coordenadas (30) na matriz de indutâncias $[L(\theta_e)]$ obtida através do Método 2 se obtém a seguinte matriz transformada:

$$[\tilde{L}] = \begin{bmatrix} 25,41 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 235,87 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 43,39 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 43,39 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 235,87 \end{bmatrix} - 39,50 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5 \cdot e^{j2\theta_e}}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5 \cdot e^{-j2\theta_e}}{2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (70)$$

Ao final do processo de estimação das indutâncias através do Método 2, se observa que a matriz de indutâncias constantes se tornou diagonal, de forma análoga a matriz de indutâncias obtida com o Método 1. Ademais, para este caso, além da matriz diagonal, surgiu uma matriz associada à variação da relutância.

3.2 Resistências de Fase

Nesta seção, o valor da resistência de fase da Máquina 1 utilizado no modelo analítico é determinado. Para a Máquina 2, o procedimento é similar.

Inicialmente, a resistência de fase da máquina é calculada para uma temperatura de operação de aproximadamente 20° C. Para tal, se utiliza a expressão (71), onde ρ_s indica a resistividade dos condutores do estator e S_{sc} a seção transversal do condutor (GIERAS, 2010; PYRHONEN *et al.*, 2013).

$$R_{T_0} = \frac{W_{st} \cdot \rho_s \cdot l_{sm}}{S_{sc}} \quad (71)$$

O processo de cálculo do valor da resistência para uma temperatura de operação de aproximadamente 20° C encontra-se detalhado no Apêndice C, ao final do qual se obtém $R_{T_0} = 3,46 \Omega$.

No entanto, em geral, a temperatura média do enrolamento durante a operação atinge valores maiores que 20° C. Desta forma, uma correção para o valor da resistência de fase da máquina deve ser realizada. Para tal, a expressão (72) pode ser utilizada.

$$R = R_{T_0} \cdot [1 + \alpha \cdot (T_f - T_0)] \quad (72)$$

onde α é o coeficiente de temperatura do material do enrolamento, T_0 temperatura inicial e T_f a temperatura média durante a operação da máquina.

É importante destacar que não foram feitas análises térmicas a fim de determinar a temperatura média do enrolamento. Deste modo, a temperatura média durante a operação foi definida de acordo com a classe de isolamento do enrolamento. Sabe-se que ambas às máquinas possuem enrolamentos classe F. Desta forma, considerando que a principal fonte de calor são as perdas joule do estator, será assumido que T_f é igual a 105° C. Ademais, também é de conhecimento que os enrolamentos das máquinas são de cobre, podendo assim ser adotado $\alpha = 0,0039^\circ \text{C}^{-1}$.

Substituindo T_f , T_0 e α na expressão (72), o valor de resistência de fase corrigido para a Máquina 1 é obtido. Novamente, o processo de cálculo é descrito no Apêndice C. Finalmente, a resistência elétrica corrigida da Máquina 1 utilizada no modelo analítico é:

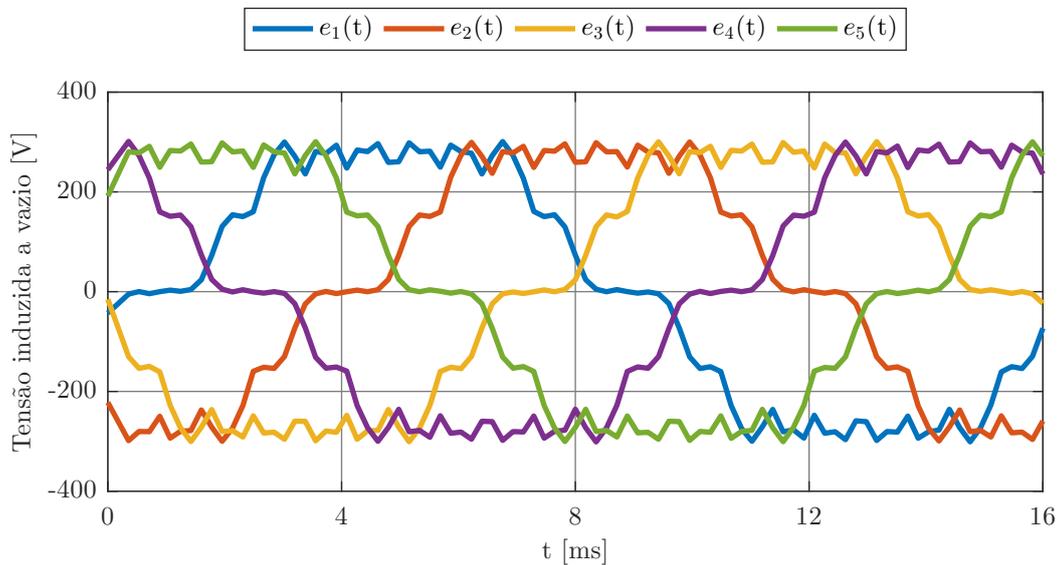
$$R = 4,63 \Omega \quad (73)$$

3.3 Tensões Induzidas a Vazio

Para que seja possível estabelecer o modelo analítico, as tensões induzidas a vazio nas fases dos enrolamentos do estator devem ser determinadas. Desta forma, esta seção apresenta o procedimento adotado para determinar as tensões induzidas a vazio utilizadas no modelo analítico. Para determinar estas tensões, análises com MEF usando o *software Ansys-Maxwell*[®] para a operação da Máquina 1 com velocidade nominal, 1800 rpm, foram

realizadas, sendo o resultado obtido apresentado na Figura 26, onde se observa que as tensões induzidas a vazio da Máquina 1 possuem um formato aproximadamente senoidal.

Figura 26 – Tensões induzidas a vazio da Máquina 1 obtidas através de análises com MEF.



Fonte: Elaborada pelo autor.

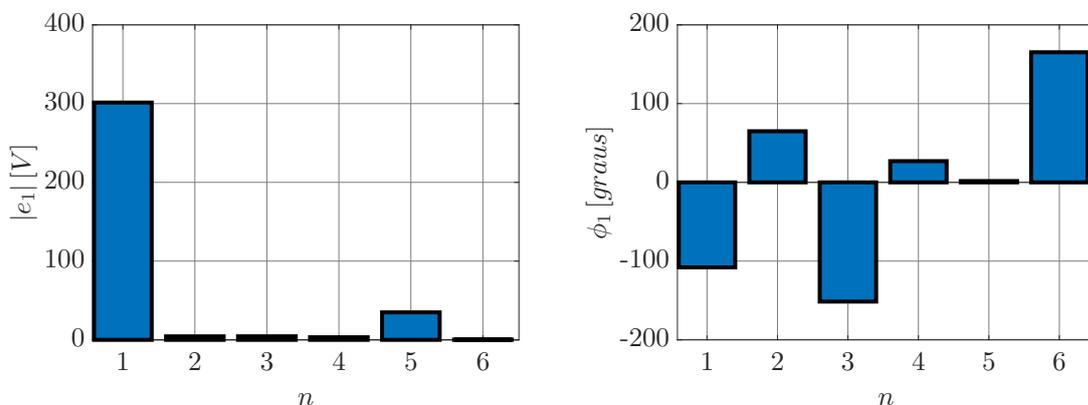
Analisando a Figura 26 se observa a presença de conteúdo harmônico nas tensões induzidas a vazio. Desta forma, considerando que o modelo estabelecido inclui a terceira harmônica, além da onda fundamental, será realizada uma análise das componentes harmônicas apenas para a fase 1, visto que as tensões induzidas apresentam magnitudes iguais e estão defasadas no tempo em 72° . A Figura 27 apresenta a magnitude e os ângulos de defasagem das componentes harmônicas da tensão induzida na fase 1. Se observa que a componente de terceiro harmônico da tensão induzida da Máquina 1 apresenta um baixo valor em relação a componente fundamental, isto é resultado da configuração de ímãs no rotor adotada para esta máquina.

Conforme definido no Capítulo 2, o modelo analítico proposto pela presente dissertação se limitou a considerar uma componente fundamental e uma componente de terceiro harmônico para a indução no entreferro. Deste modo, para a tensão induzida a vazio vale a mesma consideração. Portanto, se considera, além da componente fundamental da tensão induzida e_x^1 , uma componente de terceiro harmônico e_x^3 , conforme mostra a expressão que segue.

$$e_x(t) = |e_x^1| \cdot \cos(2\pi ft + \phi_x^1) + |e_x^3| \cdot \cos(2\pi 3ft + \phi_x^3) \quad (74)$$

A Figura 28 ilustra a forma de onda da tensão induzida considerada para a Máquina 1, sendo e_1^1 à tensão induzida a vazio associada a componente fundamental e e_1^3 à tensão induzida a vazio associada a componente de terceiro harmônico.

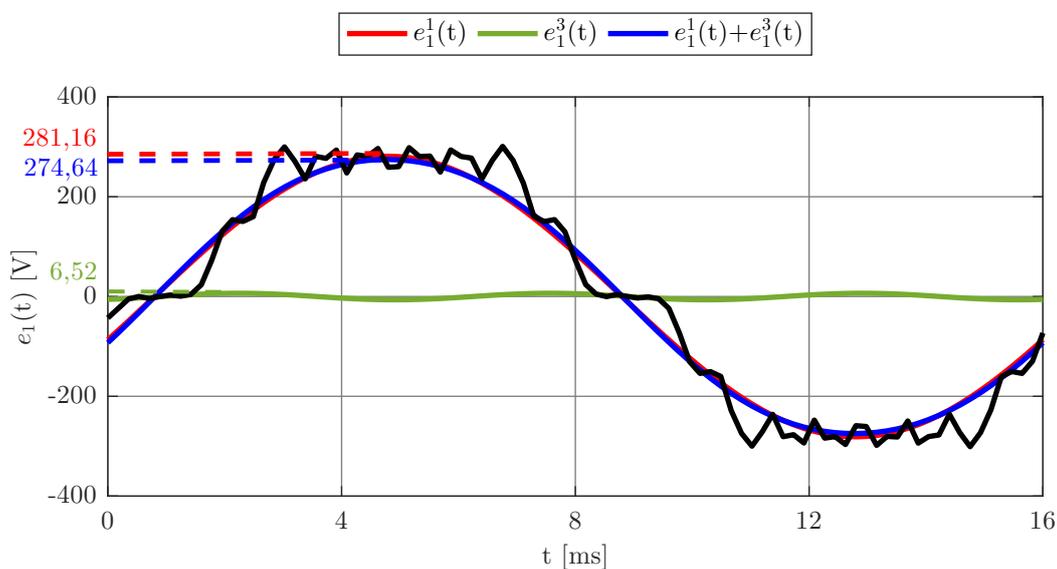
Figura 27 – Magnitude e ângulos de defasagem das componentes harmônicas de $e_1(t)$ da Máquina 1.



(a) Magnitude das componentes harmônicas presente em $e_1(t)$. (b) Ângulos de defasagem das componentes harmônicas presentes em $e_1(t)$.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 28 – Componente fundamental e componente de terceiro harmônico da tensão induzida a vazio no enrolamento da fase 1 da Máquina 1.

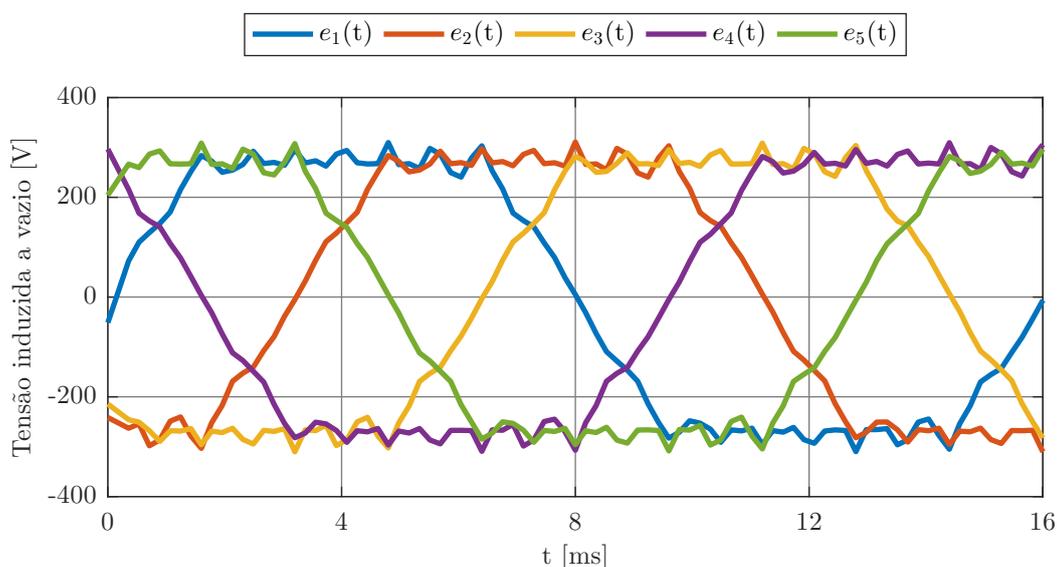


Fonte: Elaborada pelo autor.

Para fins de comparação, as tensões induzidas a vazio da Máquina 2 operando com velocidade nominal são apresentadas na Figura 29. Deste modo, se observa que ao contrário da Máquina 1, as tensões induzidas a vazio da Máquina 2 apresentam um formato aproximadamente trapezoidal. Para analisar espectro harmônico, novamente a TRF é aplicada apenas na tensão induzida da fase 1, visto que as demais tensões induzidas possuem a mesma amplitude e estão defasadas 72° no tempo. Na Figura 30 pode ser visualizado o resultado obtido com a aplicação da TRF na tensão induzida da fase 1. Deste modo, se

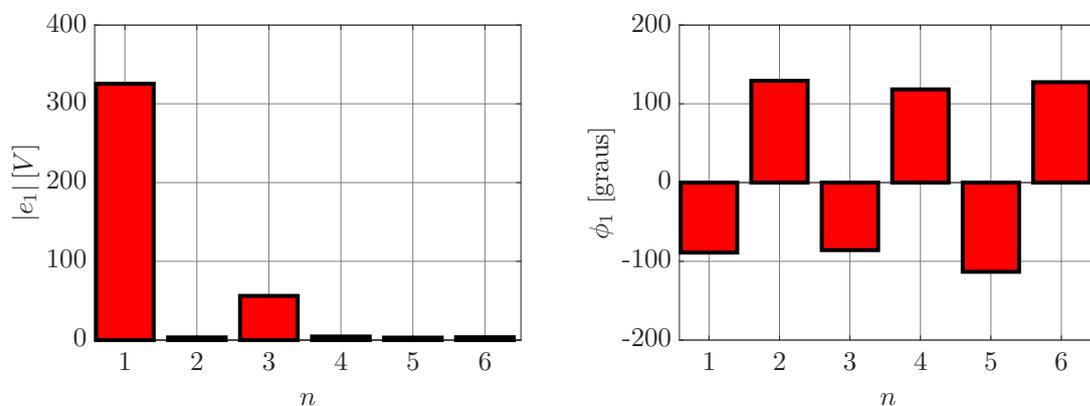
nota que além da componente fundamental, há uma significativa componente de terceiro harmônico na tensão induzida a vazio da Máquina 2. O surgimento desta componente de terceiro harmônico ocorre devido a configuração dos ímãs adotada para a máquina. O formato da tensão induzida a vazio da Máquina 2 considerada no modelo analítico é apresentada na Figura 31, onde se observa, além do valor da componente fundamental, o valor da componente de terceiro harmônico. Portanto, diferente da Máquina 1, para a Máquina 2 será considerada uma tensão induzida a vazio aproximadamente trapezoidal.

Figura 29 – Tensões induzidas a vazio da Máquina 2 obtidas através de análises com MEF.



Fonte: Elaborada pelo autor.

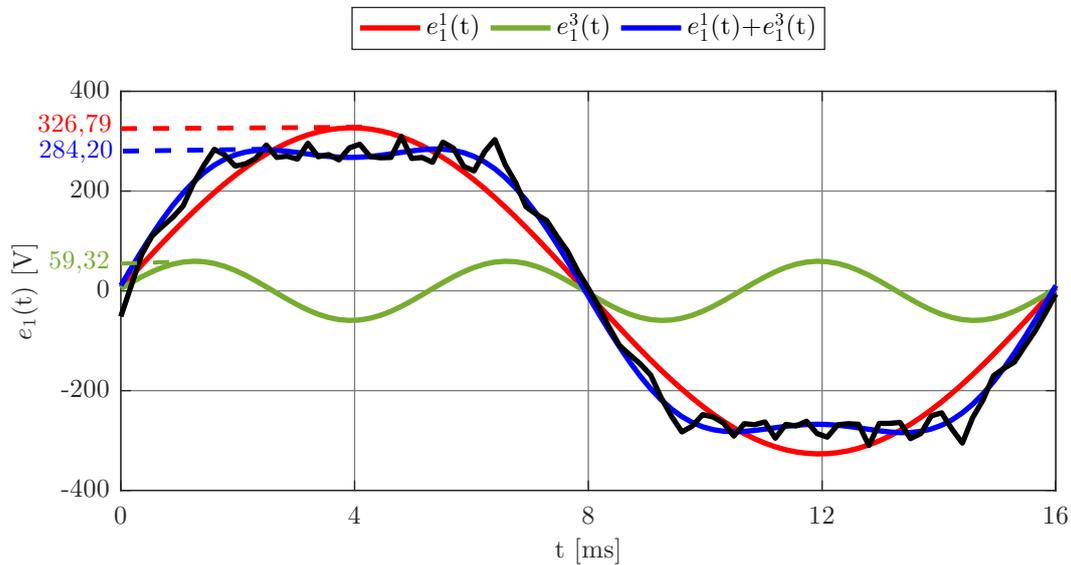
Figura 30 – Magnitude e ângulos de defasagem das componentes harmônicas de $e_1(t)$ da Máquina 2.



(a) Magnitude das componentes harmônicas presente em $e_1(t)$. (b) Ângulos de defasagem das componentes harmônicas presentes em $e_1(t)$.

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 31 – Componente fundamental e componente de terceiro harmônico da tensão induzida a vazio no enrolamento da fase 1 da Máquina 2.



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.4 Momento de Inércia

Para determinar o momento de inércia da máquina, se considerou, de forma aproximada, que o rotor é um cilindro sólido. Desta forma, a massa dos ímãs permanentes presentes no rotor e dos demais elementos estruturais (parafusos, eixo mecânico e etc.) são incluídos no volume sólido do rotor.

Portanto, o momento de inércia do rotor da máquina pode ser escrito em função da densidade específica do material d , o raio externo do rotor R_r e o comprimento axial l_s , conforme é realizado na expressão que segue.

$$J_m = \frac{d \cdot l_s \cdot \pi \cdot R_r^4}{2} \quad (75)$$

O cálculo do momento de inércia é apresentado em detalhes no Apêndice C. Desta forma, através da expressão (75), o valor obtido para o momento de inércia da máquina é:

$$J_m = 7,76 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (76)$$

3.5 Perdas Mecânicas

Tendo em vista que o valor da potência e torque de saída apresentados pelo modelo analítico são influenciados pelas perdas da máquina, nesta seção é apresentada uma estimativa para o valor das perdas mecânicas consideradas no estudo. Para tal, se considera que as perdas mecânicas são compostas, em sua maioria, por perdas ocasionadas pelo atrito do rotor, pelo atrito dos mancais e pelo contato das demais partes girantes com o ar

(GIERAS, 2010; PYRHONEN *et al.*, 2013). Além disso, considerando que ambas as máquinas são auto-ventiladas, as perdas associadas ao ventilador acoplado ao eixo também são consideradas. Portanto, para estimar as perdas mecânicas para as máquina se utilizou a seguinte expressão:

$$P_k \cong K_m \cdot 2 \cdot R_r \cdot (l_s + 0,6 \cdot \tau_p) \cdot u^2, \quad (77)$$

onde K_m é um fator experimental dado em função do tipo de máquina e sistema de arrefecimento (PYRHONEN *et al.*, 2013) e u a velocidade periférica, esta por sua vez dada por:

$$u = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_r}{p} \quad (78)$$

O processo de cálculo das perdas mecânicas é descrito em detalhes no Apêndice C. Portanto, ao final do processo de cálculo, se obteve o seguinte valor estimado para as perdas mecânicas a serem consideradas no modelo analítico:

$$P_k = 32,84 \text{ W} \quad (79)$$

3.6 Perdas Magnéticas

Além das perdas mecânicas, no presente estudo, as perdas magnéticas também foram incluídas no modelo analítico. Para considerar as perdas magnéticas P_m , análises com MEF no *software Ansys-Maxwell*[®] foram realizadas. Desta forma, o valor médio das perdas magnéticas obtidas através das análises com MEF é descontado durante a realização do balanço de potências obtidas com o modelo. É importante destacar que as perdas magnéticas foram calculadas apenas para o rotor e o estator da máquina, sendo o gráfico de perdas por frequência para a chapa utilizada apresentado no Apêndice A. Além disso, foram consideradas as perdas por histerese P_h e correntes de Foucault P_c , sendo os seus respectivos modelos considerados pelo *software* descritos pelas expressões que seguem (PYRHONEN *et al.*, 2013; TIKHONOVA; PLASTUN, 2017), onde k_c é o coeficiente de perdas por correntes de Foucault, \hat{B}_m o máximo valor de indução, k_h o coeficiente de perdas por histerese e V_f o volume de ferro. Informações sobre os valores de k_c e k_h são apresentadas no Apêndice C.

$$P_m = P_c + P_h \quad (80)$$

$$P_c = k_c \cdot \left(f \cdot \hat{B}_m \right)^2 \cdot V_f \quad (81)$$

$$P_h = k_h \cdot f \cdot \hat{B}_m^2 \cdot V_f \quad (82)$$

As perdas magnéticas para o presente trabalho foram estimadas de acordo com a condição de operação da máquina. Se estimou as perdas magnéticas para as seguinte condições: motor operando em regime nominal com alimentação nominal; motor operando

em regime nominal com alimentação aproximadamente trapezoidal; motor operando sob falha com alimentação nominal; gerador operando em regime nominal; gerador operando sob falha. No Apêndice C os valores médios para as perdas magnéticas são apresentados.

3.7 Validação de um Conjunto de Indutâncias para as MSPIPs

Tendo em vista que as indutâncias das MSPIPs foram estimadas através de dois diferentes métodos, nesta seção é apresentado o processo adotado para avaliar qual o conjunto de indutâncias é o mais adequado para o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2. A Tabela 5 apresenta as indutâncias das MSPIPs utilizadas nas simulações do modelo analítico no *software Matlab/Simulink*[®]. O Conjunto 1 foi estimado de acordo com o Método 1 e o Conjunto 2 foi estimado de acordo com o Método 2. Ademais, as resistências de fase da Máquina 1 e da Máquina 2 são de 4,63 Ω e 5,63 Ω , respectivamente. Devido o processo de avaliação se repetir para ambas as máquinas, se optou por apresentar o processo apenas para a Máquina 1.

Portanto, a resistência de fase, indutâncias e tensões induzidas a vazio da Máquina 1 são usadas no modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para a operação em regime permanente como motor sem falha. O modelo analítico foi implementado e simulado no *software Matlab/Simulink*[®]. Análises com o MEF usando o *software Ansys-Maxwell*[®] também foram realizadas. Durante as análises com MEF, um ângulo de carga de 18° foi imposto de modo com que o valor da potência de saída da máquina seja próximo do seu valor nominal. Os resultados obtidos com as análises serão utilizados para fins de comparação com os resultados obtidos com o modelo analítico. O método utilizado para a identificação do ângulo de carga da máquina se encontra descrito no Apêndice D.

É importante destacar que se considerou que a Máquina 1 está operando com velocidade igual a 1800 rpm e frequência elétrica de 60 Hz, dados nominais. Além disso, ela é conectada em estrela com o condutor de neutro desconectado do condutor de neutro da rede. As bobinas do enrolamento estão conectadas em série. Os ângulos de carga para cada conjunto de indutância foi estimado de forma com que a máquina forneça potência de saída igual a nominal. Por fim, se considerou que a Máquina 1 opera com carga nominal e tensões de alimentação com uma forma de onda senoidal e amplitude de 310 V.

Tabela 5 – Indutâncias em mH utilizadas nas simulações do modelo analítico.

Indutâncias	Máquina 1		Máquina 2	
	Conjunto 1	Conjunto 2	Conjunto 1	Conjunto 2
\tilde{L}_1	81,88	235,87	96,70	242,16
\tilde{L}_r	0	43,39	0	45,46
\tilde{L}_3	15,90	39,50	18,90	45,93

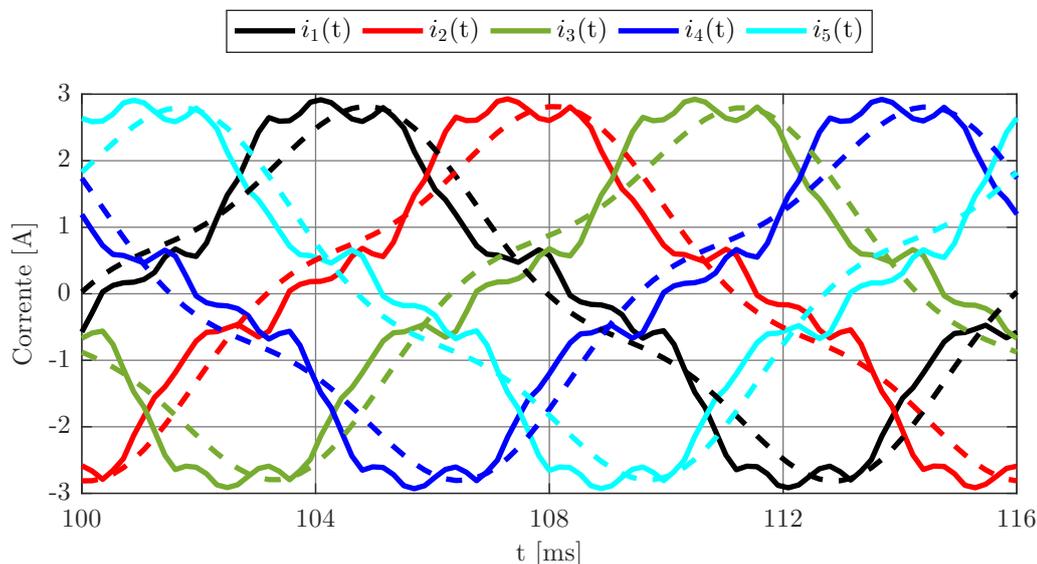
3.7.1 Máquina 1 - Conjunto 1 de Indutâncias

Usando-se o Conjunto 1 de indutâncias da Máquina 1 no modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para a operação como motor em regime permanente sem falha, as correntes de fase, potência de entrada, potência de saída, torque eletromagnético e torque de saída da Máquina 1 podem ser obtidos. A condição de carga do modelo foi estimada de forma que a máquina forneça potência de saída próxima do valor nominal (1,5 kW). Para tal, foi utilizado um ângulo de carga de 14° .

Na Figura 32 são mostradas as correntes de fase da Máquina 1. As linhas tracejadas indicam as correntes obtidas com o modelo analítico e as linhas sólidas indicam as correntes obtidas através de análises com o MEF. Destaca-se que as correntes de fase do modelo analítico possuem apenas a componente fundamental e a componente de terceiro harmônico. Por outro lado, as correntes de fase obtidas com análises com MEF possuem um maior conteúdo harmônico, uma vez que o software considera as harmônicas causadas pelas ranhuras do estator, ranhuras do rotor, saturação e demais fatores que levam a produção de componentes harmônicas.

Na Tabela 6 são exibidos os respectivos fasores das correntes de fase do modelo analítico e das análises com MEF. Abaixo dos fasores das correntes de fase, é apresentada a diferença média percentual estimada para as amplitudes e ângulos de defasagem da componente fundamental das correntes de fase do modelo analítico $\Delta\epsilon_1$ e $\Delta\phi_1$, respectivamente. Para o cálculo da diferença, os valores da componente fundamental das correntes

Figura 32 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico utilizando o Conjunto 1 de indutâncias (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação com uma forma de onda senoidal.



Fonte: Elaborada pelo autor.

de fase obtidos com as análises com elementos finitos foram utilizados como referência. Deste modo, a diferença percentual é calculada para cada fase, sendo ao final realizado o cálculo do valor médio. Para a componente de terceiro harmônico das correntes de fase, as diferenças médias percentuais das amplitudes e dos ângulos de defasagem também foram calculadas, sendo os seus respectivos valores indicados por $\Delta\epsilon_3$ e $\Delta\phi_3$. Desta forma, se observa que 14,8% é a maior valor de diferença média percentual entre a amplitude do modelo analítico e das análises com MEF, sendo 0,08 A a diferença entre eles em valor absoluto. Para o maior valor de defasagem angular média percentual entre o modelo analítico e as análises com MEF tem-se 52,8%, sendo este valor associado a componente de terceiro harmônico, onde a diferença média em graus é de 55°.

O comportamento das potências e torques da Máquina 1 podem ser observados na Figura 33. Os gráficos da linha superior indicam a potência de entrada P_i e potência de saída P_s . Na linha inferior, tem-se o torque eletromagnético e o torque de saída T_s . Se observa que o torque eletromagnético e o torque de saída determinados através de análises com MEF apresentam uma oscilação de 0,4 N·m. Estas oscilações ocorrem devido o *software Ansys-Maxwell*[®] considerar também as componentes harmônicas associadas às ranhuras do estator, ranhuras do rotor, torque de alinhamento e variação da saturação da máquina durante a operação. Na Tabela 7 é apresentada as diferenças percentuais entre os valores obtidos com o modelo analítico e os valores médios obtidos com as análises, sendo a referência os valores obtidos com as análises com elementos finitos. Desta forma, se verifica que a maior diferença percentual apresentada pelo modelo analítico foi de 6,2%.

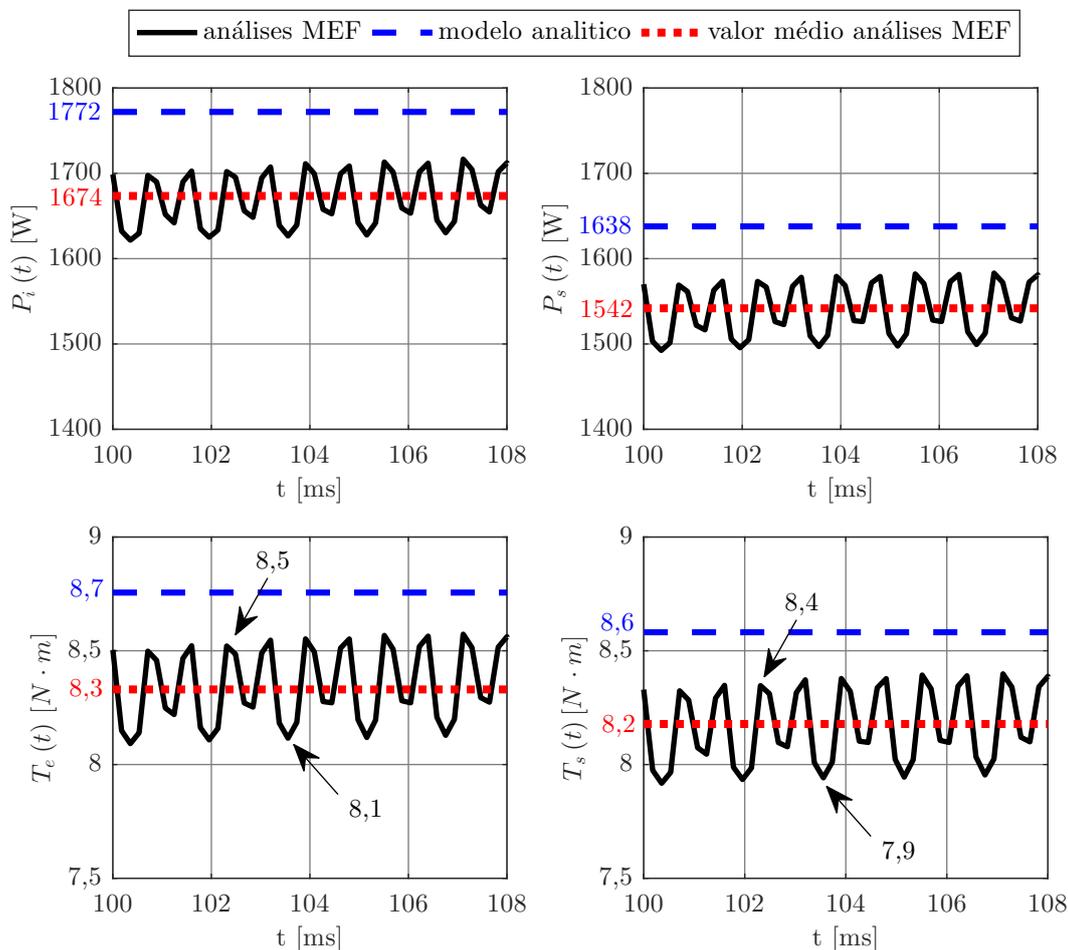
Analisando os resultados obtidos acima, se observa que todas as correntes de fase do modelo analítico apresentam valores maiores que as correntes de fase determinadas através de análises com MEF, assim como as potências e torques. Estas diferenças indi-

Tabela 6 – Comparação fasores de corrente da Figura 32. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	MEF [A]	Analítico [A]		MEF [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	2,41/ <u>-99°</u>	2,48/ <u>-100°</u>	\bar{I}_1^3	0,54/ <u>74°</u>	0,46/ <u>14°</u>
\bar{I}_2^1	2,41/ <u>-171°</u>	2,48/ <u>-172°</u>	\bar{I}_2^3	0,54/ <u>119°</u>	0,46/ <u>158°</u>
\bar{I}_3^1	2,41/ <u>-242°</u>	2,48/ <u>-243°</u>	\bar{I}_3^3	0,54/ <u>362°</u>	0,46/ <u>298°</u>
\bar{I}_4^1	2,41/ <u>-314°</u>	2,48/ <u>-315°</u>	\bar{I}_4^3	0,54/ <u>146°</u>	0,46/ <u>86°</u>
\bar{I}_5^1	2,41/ <u>-386°</u>	2,48/ <u>-387°</u>	\bar{I}_5^3	0,54/ <u>-70°</u>	0,46/ <u>-134°</u>
$\Delta\epsilon_1$		2,9%	$\Delta\epsilon_3$		14,8%
$\Delta\phi_1$		0,5%	$\Delta\phi_3$		52,8%

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 33 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico utilizando o Conjunto 1 de indutâncias e das análises com MEF para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 7 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 33, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.

Grandeza	Modelo Analítico	MEF	Diferença (%)
P_i [W]	1772	1674	5,8
P_s [W]	1638	1542	6,2
T_e [N·m]	8,7	8,3	4,8
T_s [N·m]	8,6	8,2	4,9

Fonte: Elaborada pelo autor.

cam que os parâmetros do modelo não representam exatamente o ponto de operação da máquina. Como os valores do modelo analítico foram superiores, isto significa que provavelmente a saturação considerada durante a determinação dos parâmetros é maior que a saturação que efetivamente existe na máquina. Isto pode ser explicado considerando

que quando a saturação das partes ferromagnéticas da máquina aumenta, as indutâncias diminuem, conseqüentemente, as correntes de fase aumentam assim como o torque eletromagnético.

De maneira geral pode-se afirmar que os resultados obtidos com o Conjunto 1 de indutâncias da Tabela 5 aplicado no modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para a operação da Máquina 1 como motor sem falha em regime permanente apresentaram resultados satisfatórios, uma vez que os resultados obtidos se mostraram próximos aos resultados das análises com MEF. Além disso, tendo em vista que o ângulo de carga utilizado durante as simulações com o modelo analítico foi de 14° e o ângulo de carga utilizado nas análises com MEF foi de 18° , tem-se 22,2% de diferença percentual em relação ao ângulo de carga utilizado durante as análises com MEF, sendo a diferença entre eles de 4° . A seguir, na próxima subseção, o desempenho do Conjunto 2 de indutâncias no modelo analítico proposto será avaliado.

3.7.2 Máquina 1 - Conjunto 2 de Indutâncias

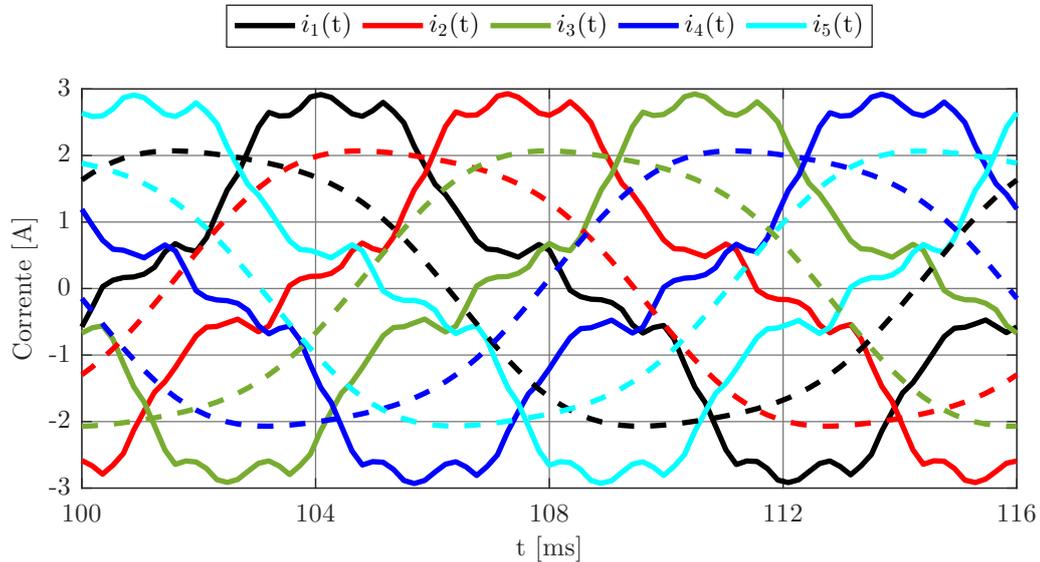
Na sequência, o Conjunto 2 de indutâncias da Máquina 1 foi usado no modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para a operação como motor sem falha. Neste caso, para que a potência de saída do modelo apresente um valor próximo ao valor nominal, foi imposto um ângulo de carga de 46° durante as simulações.

A Figura 34 apresenta as correntes de fase do modelo analítico com o Conjunto 2 de indutâncias e as correntes de fase obtidas com análises com MEF. Na Tabela 8 são apresentados os respectivos valores dos fasores das correntes de fase da Figura 34. A maior diferença média percentual para as amplitudes das correntes de fase obtidas com o modelo analítico em relação as amplitudes obtidas com análises com MEF foi 64,8%. Desta forma, se constata que apesar do valor da diferença percentual para as amplitudes das correntes do modelo ser alto, a diferença entre elas em amperes não se mostrou significativa, tendo como referência o valor da fundamental. Para o ângulo de defasagem a maior diferença média percentual em relação aos valores obtidos com as análises com MEF foi de 56,4%, uma diferença média de 59° .

O comportamento das potências e torques do modelo analítico com o Conjunto 2 de indutâncias são apresentados na Figura 35. Na Tabela 9 podem ser visualizadas as diferenças percentuais dos valores obtidos com o modelo analítico em relação aos das análises com MEF. A partir dos dados da tabela, se nota que 3,6% foi a maior diferença apresentada pelo modelo analítico.

Com base nos resultados apresentados acima, é possível observar que o Conjunto 2 de indutância da Tabela 5 apresentou resultados similares aos obtidos com análises com MEF para a componente fundamental das correntes de fase e para as potências e torques. Por outro lado, para a componente de terceiro harmônico das corrente de fase, o modelo com o Conjunto 2 de indutâncias, apresentou uma discrepância em relação à obtida com

Figura 34 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico utilizando o Conjunto 2 de indutâncias (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

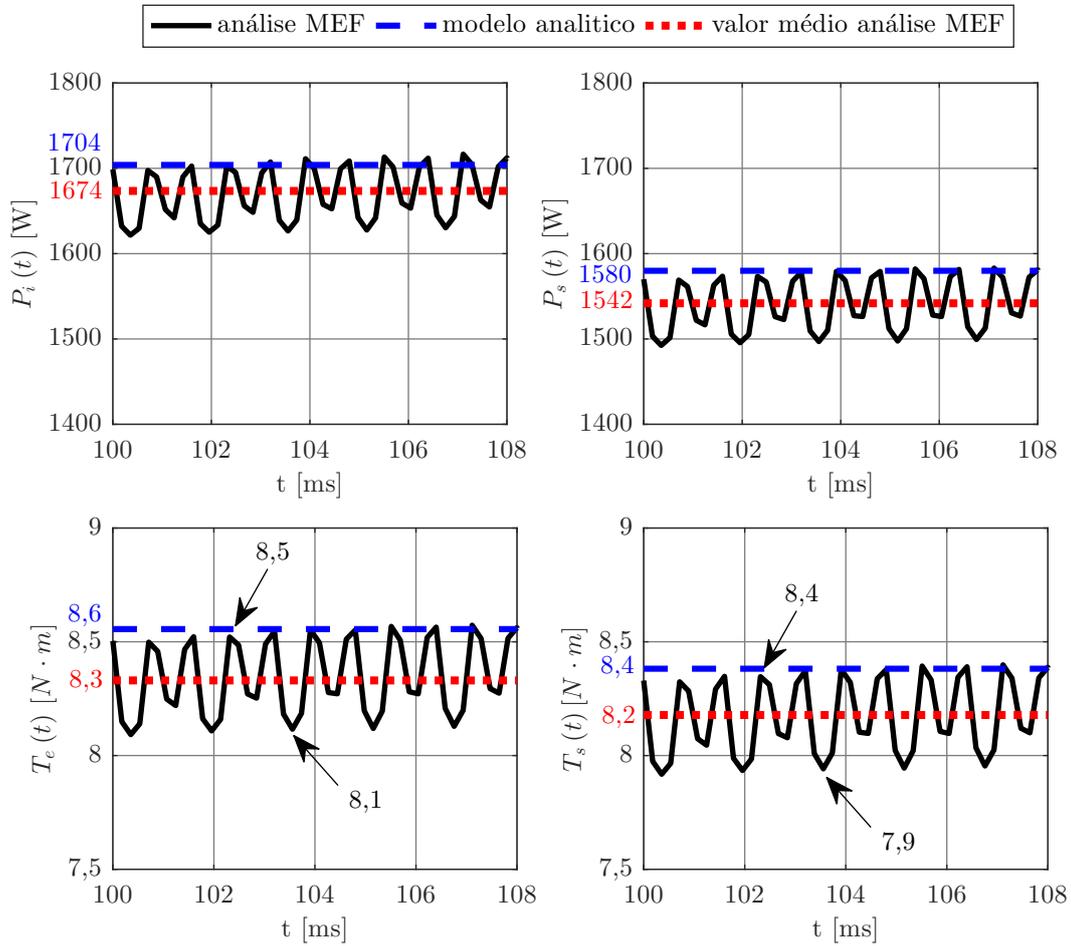
Tabela 8 – Comparação fasores de corrente da Figura 34. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	MEF [A]	Análítico [A]		MEF [A]	Análítico [A]
\bar{I}_1^1	2,41/ -99°	2,20/ -49°	\bar{I}_1^3	0,54/ 74°	0,19/ 5°
\bar{I}_2^1	2,41/ -171°	2,20/ -121°	\bar{I}_2^3	0,54/ 119°	0,19/ 149°
\bar{I}_3^1	2,41/ -242°	2,20/ -193°	\bar{I}_3^3	0,54/ 362°	0,19/ 293°
\bar{I}_4^1	2,41/ -314°	2,20/ -265°	\bar{I}_4^3	0,54/ 146°	0,19/ 77°
\bar{I}_5^1	2,41/ -386°	2,20/ -337°	\bar{I}_5^3	0,54/ -70°	0,19/ -138°
$\Delta\epsilon_1$		8,7%	$\Delta\epsilon_3$		64,8%
$\Delta\phi_1$		25,6%	$\Delta\phi_3$		56,4%

Fonte: Elaborada pelo autor.

análises com MEF. Além disso, foi necessário aplicar um ângulo de carga de 45° para que o modelo forneça valores de potência e torque próximos do valor nominal. Desta forma, tendo em vista que o ângulo de carga aplicado durante as análises com MEF é de 18° , o ângulo de carga aplicado no modelo analítico com o conjunto 2 de indutâncias apresenta uma diferença percentual de 150% em relação ao ângulo de carga utilizado nas análises com MEF, o que corresponde a uma diferença de 27° entre eles. Portanto, o Conjunto 2

Figura 35 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico utilizando o Conjunto 2 de indutâncias e análises com MEF para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 9 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 35, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.

Grandeza	Modelo Analítico	MEF	Diferença (%)
P_i [W]	1704	1674	1,8
P_s [W]	1580	1542	2,4
T_e [$N \cdot m$]	8,6	8,3	3,6
T_s [$N \cdot m$]	8,4	8,2	2,4

Fonte: Elaborada pelo autor.

de indutâncias não se mostrou adequado para descrever o funcionamento da Máquina 1.

Os resultados insatisfatórios apresentados pelo Conjunto 2 ocorre devido o valor elevado das indutâncias (\tilde{L}_1 , \tilde{L}_3 e \tilde{L}_r), pois o ângulo de carga necessário para que o modelo forneça potência e torque próximo do nominal é muito maior que o utilizado durante as

análises com MEF. Sabe-se que a distribuição do campo considerada durante a estimação das indutâncias através do Método 2 é devido os ímãs permanentes do rotor. Além disso, não há corrente circulando nos enrolamento do estator.

A fim de melhorar os resultados apresentados pela estimação de indutâncias através do Método 2, uma alternativa é a aplicação das correntes medidas durante os ensaios das máquinas no processo de determinação das indutâncias através do Método 2. Desta forma, considerando os ímãs permanentes no rotor e corrente nominal, a saturação da máquina tende a aumentar, conseqüentemente os valores de indutâncias irão diminuir, resultando assim em uma possível redução do ângulo de carga. Assim, uma análise da distribuição do campo das máquinas operando com carga nominal em regime permanente é recomendada para melhorar a estimação das indutâncias através do Método 2.

Na próxima subseção será apresentada uma análise e discussão a respeito dos resultados apresentados pelo modelo analítico com os dois conjuntos de indutância e dos fatores que levam as indutâncias a apresentarem diferentes valores.

3.7.3 Análise e Discussão dos Resultados

A partir dos resultados obtidos com o modelo analítico, se observou que ambos os conjuntos de indutâncias apresentaram resultados similares aos obtidos com análises com MEF. No entanto, para o Conjunto 2 de indutâncias da Tabela 5, há uma grande discrepância entre o ângulo de carga utilizado nas análises com MEF e o utilizado nas simulações do modelo analítico. Desta forma, o Conjunto 2 da Tabela 5 se mostrou menos adequado para representar o comportamento das MSPIPs. Por outro lado, o Conjunto 1 de indutâncias apresentou bons resultados, pois as diferenças entre grandezas do modelo analítico e das análises com MEF, na maioria dos resultados, ficaram abaixo de 10%. Além disso, o ângulo de carga utilizado nas simulações do modelo apresentou uma diferença de 4° em relação ao utilizado nas análises com MEF. Portanto, o Conjunto 1 de indutância da Tabela 5 será utilizado nos processos de validação preliminar e experimental do modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para MSPIPs operando em regime permanente sem falha e com falha. O uso do Método 2 requer um estudo mais aprofundado das discrepâncias observadas. Tal estudo, porém, está além dos objetivos desta dissertação.

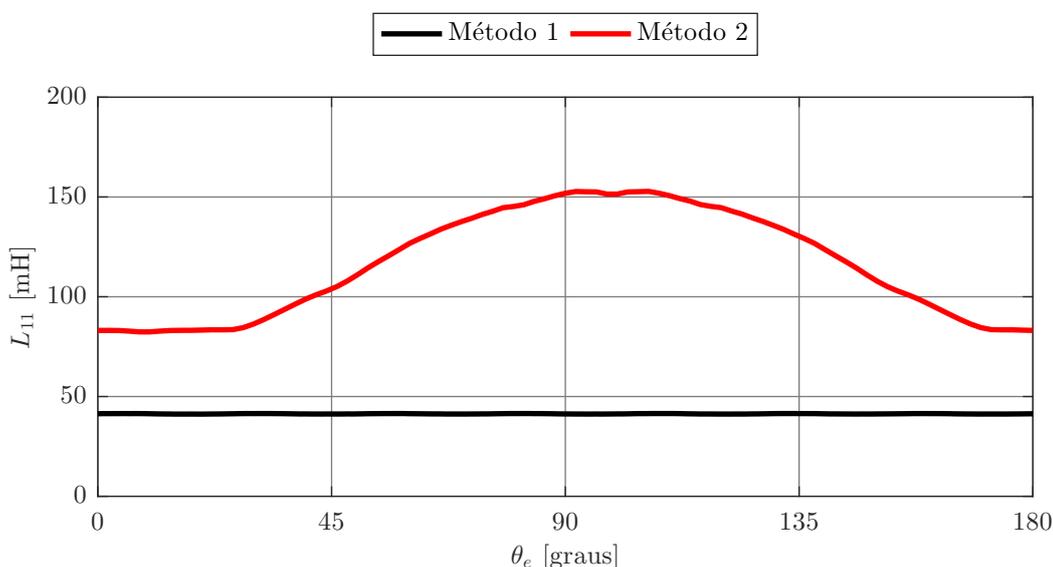
No entanto, antes de prosseguir, as diferenças entre os resultados devem ser investigadas. Para tal, é necessário analisar inicialmente as diferenças nas indutâncias. A indutância própria da fase 1 do estator servirá como objeto de estudo, uma vez que a análise apresentada aqui pode ser estendida para as demais fases e indutâncias da máquina.

Na Figura 36 é apresentada a indutância própria da fase 1 do estator estimada de acordo com o Método 1 (linha sólida em preto) e com o Método 2 (linha sólida em vermelho). Desta forma, é possível observar que a indutância estimada com o Método 1 permanece constante com a posição. Por outro lado, a indutância estimada com o Método 2 varia conforme a posição do rotor e apresenta um valor maior em relação a indutância

estimada com o Método 1. Estas diferenças podem ser atribuídas a distribuição do campo considerada em cada caso, uma vez que as características geométricas da máquina e do enrolamento foram mantidas iguais em ambos os casos.

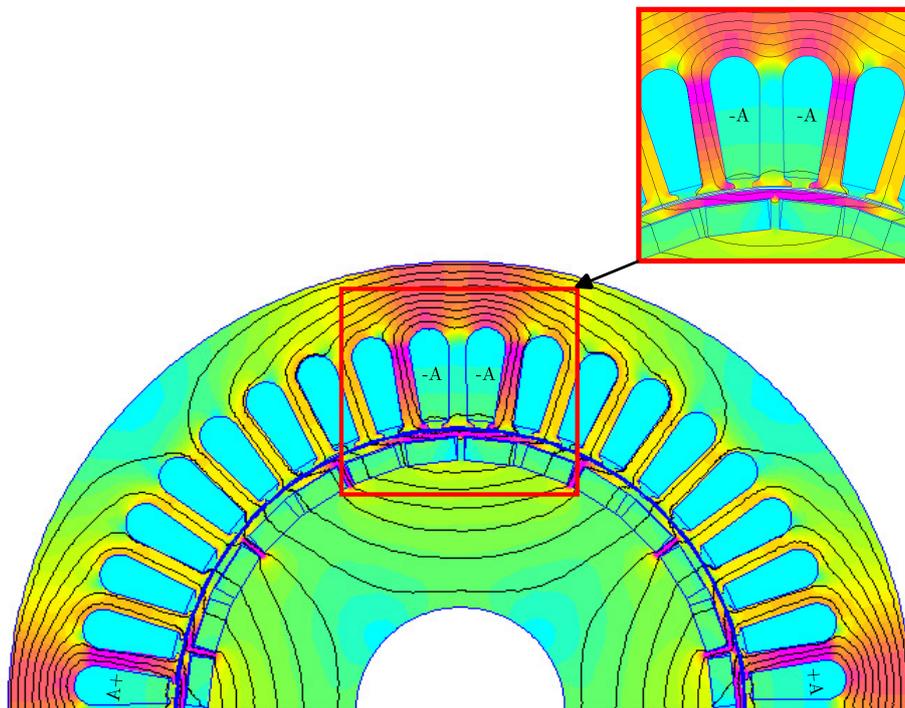
Para a estimação das indutâncias através do Método 1, os ímãs permanentes foram retirados, uma fase da máquina é alimentada e a indução na coroa do estator foi mantida constante. Em contrapartida, na estimação das indutâncias através do Método 2, os ímãs permanentes não foram retirados. A Figura 37 até a Figura 40 apresenta a distribuição do campo do Método 1 e do Método 2, considerando apenas a influência da corrente na fase, para $\theta_e = 0^\circ$ e $\theta_e = 98^\circ$, sendo $\theta_e = 0^\circ$ a posição onde o eixo magnético do rotor está alinhado com o eixo magnético da fase 1 do estator e $\theta_e = 98^\circ$ a posição onde a indutância do Método 2 apresenta o seu valor máximo. A partir de uma análise dos mapas de campo, o comportamento das indutâncias estimadas de acordo com cada método pode ser justificado. Pode-se observar que a distribuição das linhas de campo do Método 1 não variou para as duas posições, demonstrando o porque das indutâncias estimadas com este método apresentarem o comportamento constante. Tal comportamento ocorre devido aos ímãs permanentes serem retirados, resultando em espaços com ar no rotor, o que não altera em grande parte a distribuição do campo no rotor. Por outro lado, a distribuição das linhas de campo do Método 2 mudou. Isto ocorre devido aos ímãs serem mantidos em um primeiro momento, resultando em uma saturação do rotor. Desta forma, a distribuição do campo no rotor muda, justificando assim o comportamento das indutâncias estimadas com o Método 2. Além disso, ampliando na região da fase 1, se verifica que para as duas posições do rotor, a distribuição do campo do Método 2 em relação a

Figura 36 – Indutância própria da fase 1 do estator estimada com o Método 1 e Método 2 em função da posição do rotor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 37 – Distribuição do campo do Método 1 para $\theta_e = 0^\circ$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

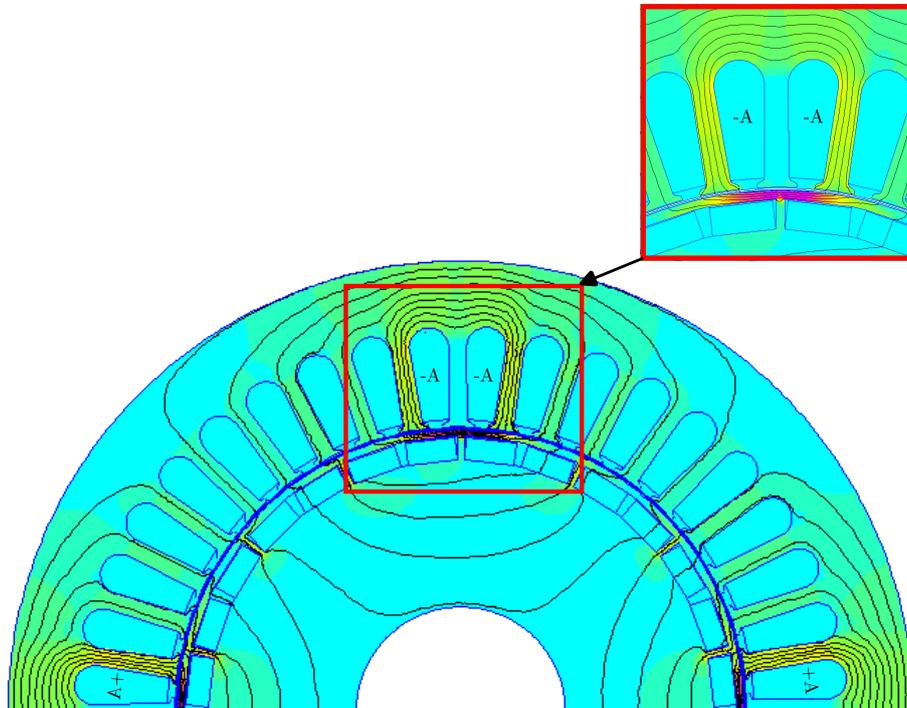
distribuição do campo do Método 1 apresentou um número maior de linhas que cruzam o entreferro e se concatenam com a fase. Consequentemente, a indutância estimada com o Método 2 é maior do que a indutância estimada com o Método 1, uma vez que a indutância é diretamente proporcional ao fluxo que atravessa o entreferro e se concatena com a fase.

3.8 Considerações Finais

No presente capítulo foram descritos os métodos utilizados para determinar os parâmetros necessários para o estabelecimento do modelo da MSPIP. Para estimar as indutâncias da MSPIP foram utilizados diferentes métodos e análises com o método de elementos finitos, sendo empregados os *softwares Ansys-Maxwell*[®] e *FEMM*[®]. O valor da indutância de dispersão das cabeças das bobinas foi estimado e incluído no valor da indutância própria da MSPIP. As tensões induzidas a vazio no enrolamento também foram determinadas. Também foi determinada um valor de resistência de fase que considera uma temperatura de operação aproximadamente igual a 105°C. O momento de inércia das máquinas também foi determinado, embora as análises investigaram a operação em regime permanente. As perdas mecânicas e perdas magnéticas foram estimadas. Por fim, foi feito um processo de avaliação do conjunto de indutâncias estimado. Portanto, através dos parâmetros estimados no presente capítulo, é possível estabelecer o modelo analítico

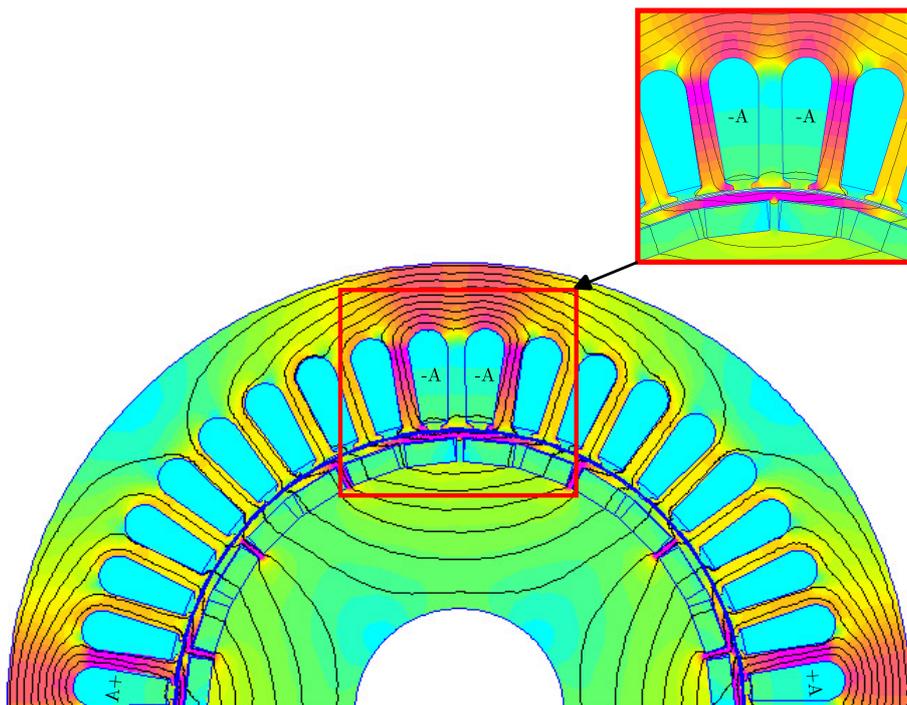
para a MSPIP operando sem falha ou com falha. O próximo capítulo apresenta o processo de validação do modelo analítico desenvolvido para a MSPIPs operando em regime

Figura 38 – Distribuição do campo do Método 2 para $\theta_e = 0^\circ$.



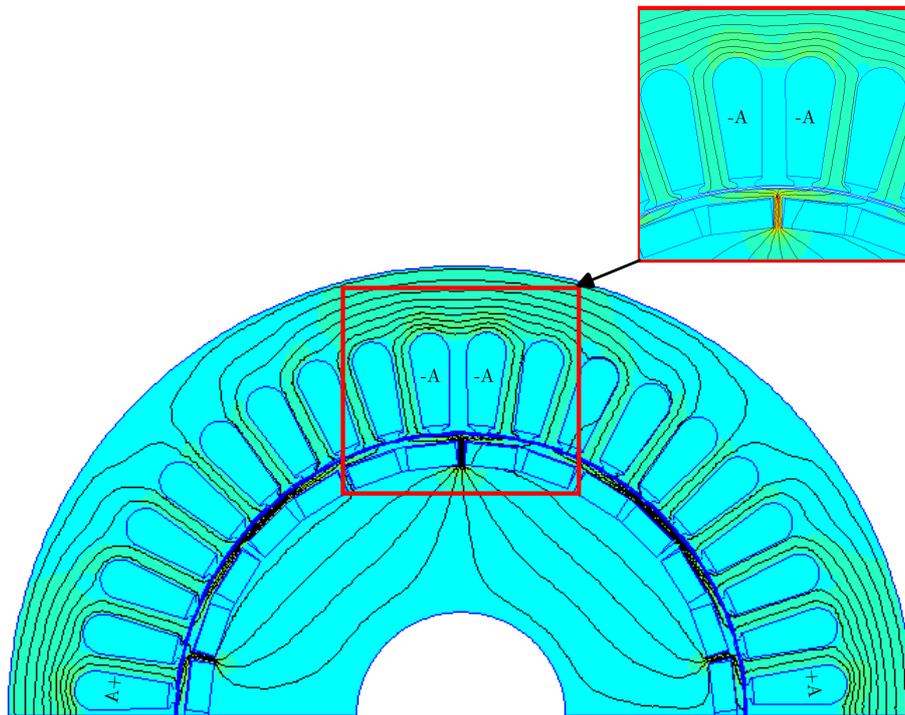
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 39 – Distribuição do campo do Método 1 para $\theta_e = 98^\circ$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 40 – Distribuição do campo do Método 2 para $\theta_e = 98^\circ$.



Fonte: Elaborada pelo autor.

permanente sem falha ou com falha através de análises com MEF.

4 VALIDAÇÃO DO MODELO PROPOSTO ATRAVÉS DE ANÁLISES COM MEF

O presente capítulo tem como principal objetivo validar o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para a operação das MSPIPs como motor e gerador em regime permanente sem falha e sob falha. Ademais, para investigar o desempenho do modelo analítico para diferentes configurações, o comportamento das Máquinas 1 e 2 são analisados e discutidos.

Inicialmente, é analisado o comportamento das correntes de fase, potência de entrada, potência de saída, torque eletromagnético e torque de saída do modelo analítico para a condição como motor sem falha. Para fins de comparação e avaliação dos resultados do modelo analítico, análises com MEF são realizadas para ambas as máquinas. As formas de onda das tensões de fase das máquinas durante as simulações e análises são apresentadas na Figura 41. Na Figura 41a o conjunto de tensões utilizadas para alimentar as máquinas é puramente senoidal. Por outro lado, na Figura 41b o conjunto de tensões de alimentação apresentam uma forma de onda aproximadamente trapezoidal. Isto ocorre devido à inclusão de uma componente de terceiro harmônico com 15% da amplitude da componente fundamental das tensões. Este tipo de alimentação é também adotada com o intuito de investigar o comportamento do modelo analítico para uma tensão de entrada diferente de uma senoide. Além disso, a influência da componente de terceiro harmônico de espaço e tempo sobre comportamento das máquinas também pode ser analisada. Ademais, para avaliar a resposta do modelo analítico para diferentes cargas, se considerou dois níveis de carga para operação das MSPIPs: operação com 100% da carga nominal e operação com 50% da carga nominal.

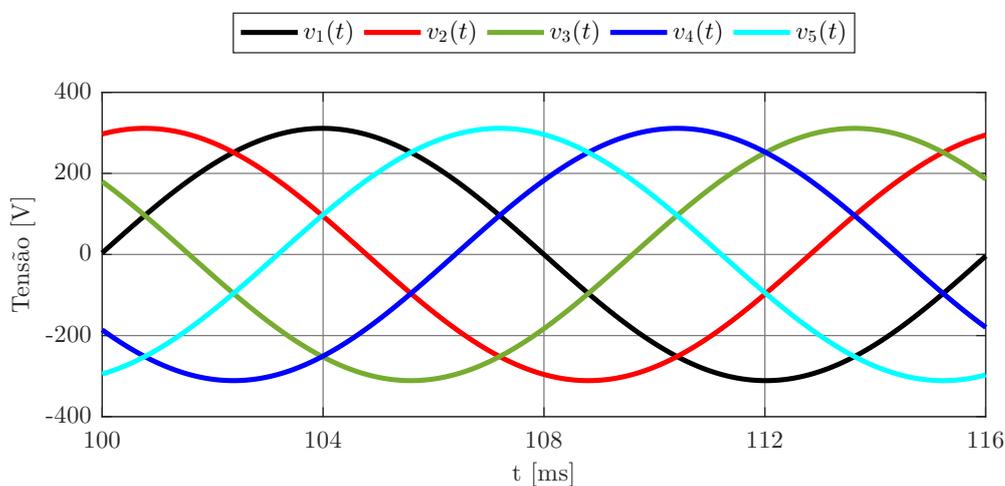
Na sequência, o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para a operação como motor em regime permanente sob falha é avaliado. Para tal, as correntes de fase apresentadas pelo modelo analítico para a operação sob falha são comparadas com as correntes de fase obtidas com análises com MEF para a operação sob falha. Além das correntes de fase, a potência de entrada, potência de saída, torque eletromagnético e torque de saída do modelo analítico também são comparados.

Por fim, é analisada a operação como gerador sem falha e com falha em regime perma-

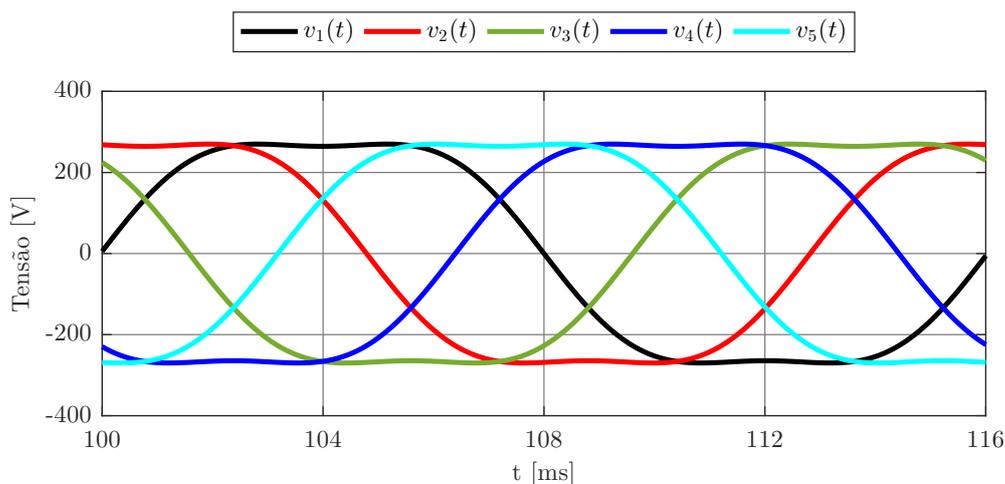
nente. Desta forma, comparações são realizadas entre resultados obtidos com as análises com MEF e os resultados obtidos com o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 adaptado para a operação como gerador.

É importante destacar que em todos os casos analisados nos *softwares Matlab/Simulink*[®] e *Ansys-Maxwell*[®] foi considerado que a máquina está conectada em estrela e o condutor de neutro está desconectado do condutor de neutro da rede, as bobinas do enrolamento da máquina estão conectadas em série, a velocidade de operação da máquina é de 1800 rpm e a frequência elétrica da rede é de 60 Hz.

Figura 41 – Tensões de alimentação adotadas para as simulações.



(a) Tensões com forma de onda senoidal.



(b) Tensões com forma de onda aproximadamente trapezoidal.

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.1 Operação como Motor

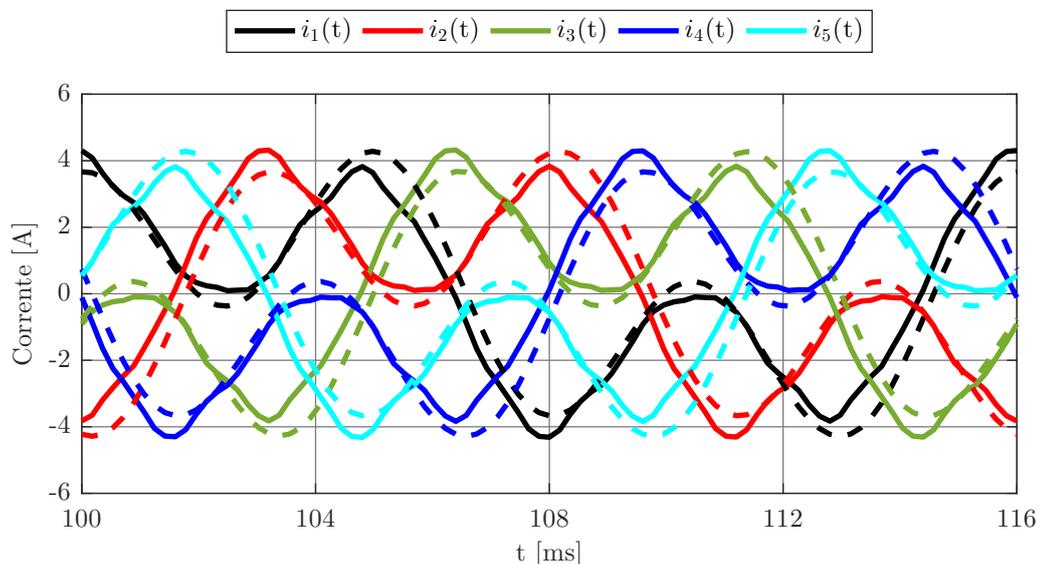
Nesta seção o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 é avaliado para a operação como motor em regime permanente sem falha. Os resultados do modelo analítico são comparados com os resultados obtidos com análises com MEF. Para uma melhor avaliação, se considerou dois níveis de carga para as máquinas: 100% da carga nominal e 50% da carga nominal. Também, se considerou dois tipos de alimentação para as MSPIPs, as quais são mostradas na Figura 41.

4.1.1 MSPIPs com 100% da Carga Nominal e Tensões de Alimentação Senoidais

Primeiramente, foram feitas simulações da Máquina 1 operando em regime permanente como motor com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais. Os resultados obtidos já foram apresentados no Capítulo 3, seção 7, subseção 1. Portanto, se optou por não repetí-los novamente nesta subseção. Desta forma, serão apresentados apenas os resultados obtidos para a Máquina 2 operando em regime permanente como motor com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.

Na Figura 42 podem ser visualizadas as correntes de fase obtidas com o modelo analítico e com as análises com MEF para a Máquina 2. Os fasores da componente fundamental e da componente de terceiro harmônico das correntes da Figura 42 são apresentados na Tabela 10, a qual mostra que as amplitudes da componentes de terceiro harmônico são maiores que as amplitudes da componente fundamental.

Figura 42 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 10 – Comparação fasores de corrente da Figura 42. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	MEF [A]	Analítico [A]		MEF [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	2,47/ <u>-47°</u>	2,38/ <u>-65°</u>	\bar{I}_1^3	2,48/ <u>17°</u>	2,72/ <u>12°</u>
\bar{I}_2^1	2,47/ <u>-119°</u>	2,38/ <u>-137°</u>	\bar{I}_2^3	2,48/ <u>161°</u>	2,72/ <u>156°</u>
\bar{I}_3^1	2,47/ <u>-191°</u>	2,38/ <u>-209°</u>	\bar{I}_3^3	2,48/ <u>-55°</u>	2,72/ <u>-61°</u>
\bar{I}_4^1	2,47/ <u>-263°</u>	2,38/ <u>-281°</u>	\bar{I}_4^3	2,48/ <u>89°</u>	2,72/ <u>84°</u>
\bar{I}_5^1	2,47/ <u>-335°</u>	2,38/ <u>-353°</u>	\bar{I}_5^3	2,48/ <u>-127°</u>	2,72/ <u>-132°</u>
$\Delta\epsilon_1$		3,6%	$\Delta\epsilon_3$		9,2%
$\Delta\phi_1$		15,0%	$\Delta\phi_3$		10,6%

Fonte: Elaborada pelo autor.

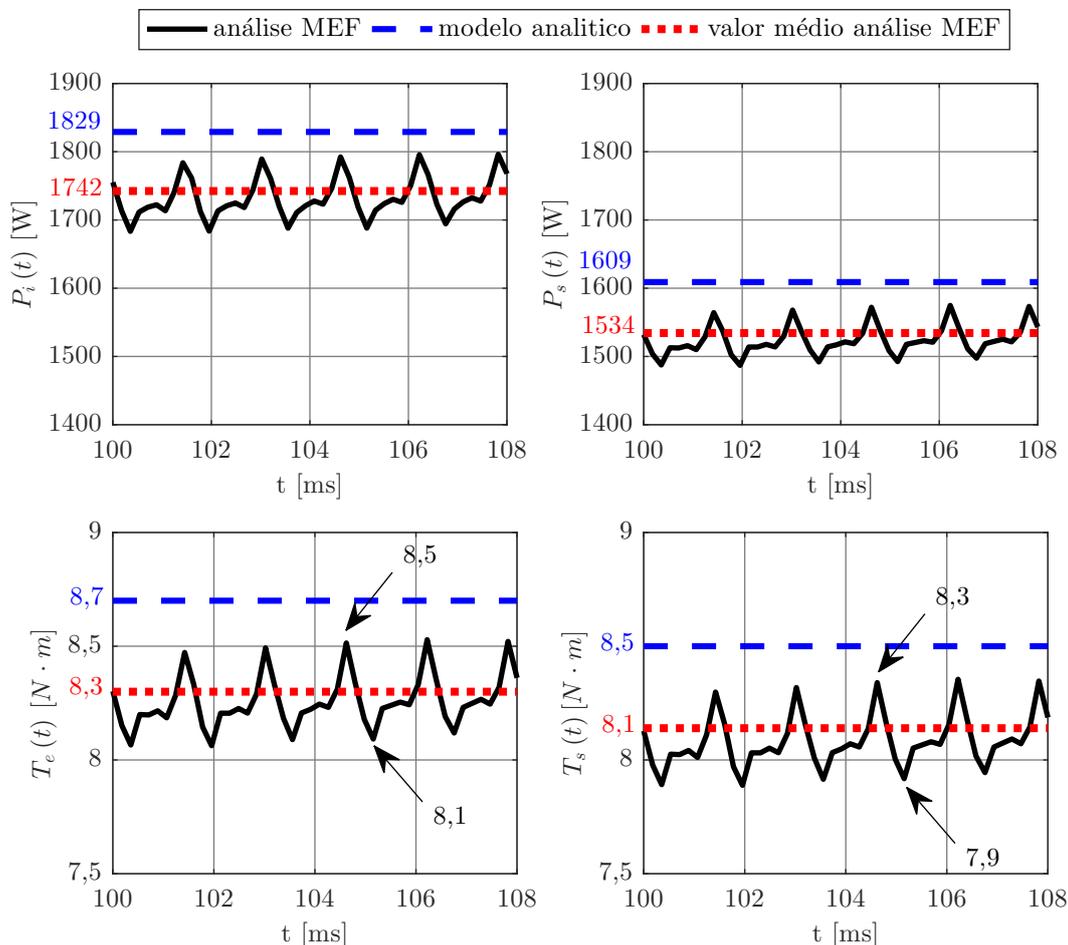
Sabe-se que as correntes de fase em regime permanente são dadas pelo valor da diferença entre tensão de entrada e tensão induzida, dividido pela impedância equivalente. Portanto, devido à Máquina 2 possuir uma componente de terceiro harmônico de tensão induzida e não estar sendo alimentada por uma tensão de entrada com componente de terceiro harmônico, a amplitude da componente de terceiro harmônico das correntes tende a apresentar um alto valor.

Ademais, a maior diferença percentual média das amplitudes do modelo analítico em relação as amplitudes das análises com MEF é de 9,2%, sendo o valor absoluto da diferença média entre elas de 0,24 A. Para os ângulos de defasagem a máxima diferença percentual média é de 15,0%, onde a diferença média é de 18°.

O comportamento das potências e torques do modelo analítico e das análises com MEF para a Máquina 2 são apresentados na Figura 43. A diferença percentual dos valores de torque e potência obtidos com o modelo analítico em relação aos obtidos com as análises com MEF são calculados e apresentados na Tabela 11. Pode-se verificar que o modelo analítico apresentou 6,3% como o maior valor de diferença percentual em relação aos valores obtidos com as análises com MEF.

Os resultados obtidos com o modelo analítico para a Máquina 1 e Máquina 2 operando em regime permanente com 100% da carga nominal e com tensões de alimentação senoidais, podem ser considerados bons. Na maioria dos casos, a máxima diferença média percentual em relação aos resultados obtidos com análises com MEF ficou abaixo de 20%. Além disso, observando os resultados apresentados pela Máquina 2, se conclui que o modelo analítico também é capaz de representar máquinas com uma tensão induzida de terceiro harmônico. A seguir, na próxima subseção será investigada a capacidade de resposta do modelo analítico para 50% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.

Figura 43 – Potências e torques da Máquina 2 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 11 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 43, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.

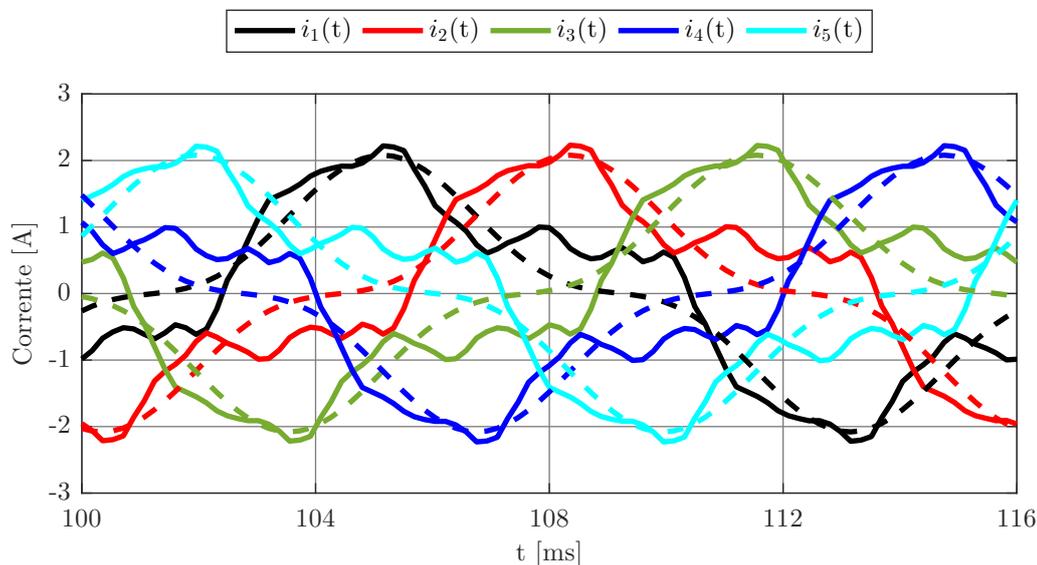
Grandeza	Modelo Analítico	MEF	Diferença (%)
P_i [W]	1865	1754	6,3
P_s [W]	1624	1543	5,2
T_e [N·m]	8,8	8,3	6,0
T_s [N·m]	8,6	8,2	4,9

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.1.2 MSPIPs com 50% da Carga Nominal e Tensões de Alimentação Senoidais

Neste caso, o modelo analítico para as MSPIPs será avaliado para uma condição de carga de 50% da carga nominal no modelo analítico das duas MSPIPs. Os resultados obtidos são apresentados e discutidos no que segue.

Figura 44 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 50% da carga nominal e tensões alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 44 podem ser observadas as correntes de fase da Máquina 1 obtidas com o modelo analítico e análises com MEF para a condição com 50% da carga nominal. Os respectivos fasores da componente fundamental e da componente de terceiro harmônico das correntes da Figura 44 são apresentados na Tabela 12.

Desta forma, se observa que 22,0% é o valor máximo da diferença percentual das amplitudes do modelo analítico em relação as das análises com MEF para a condição com

Tabela 12 – Comparação fasores de corrente da Figura 44. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

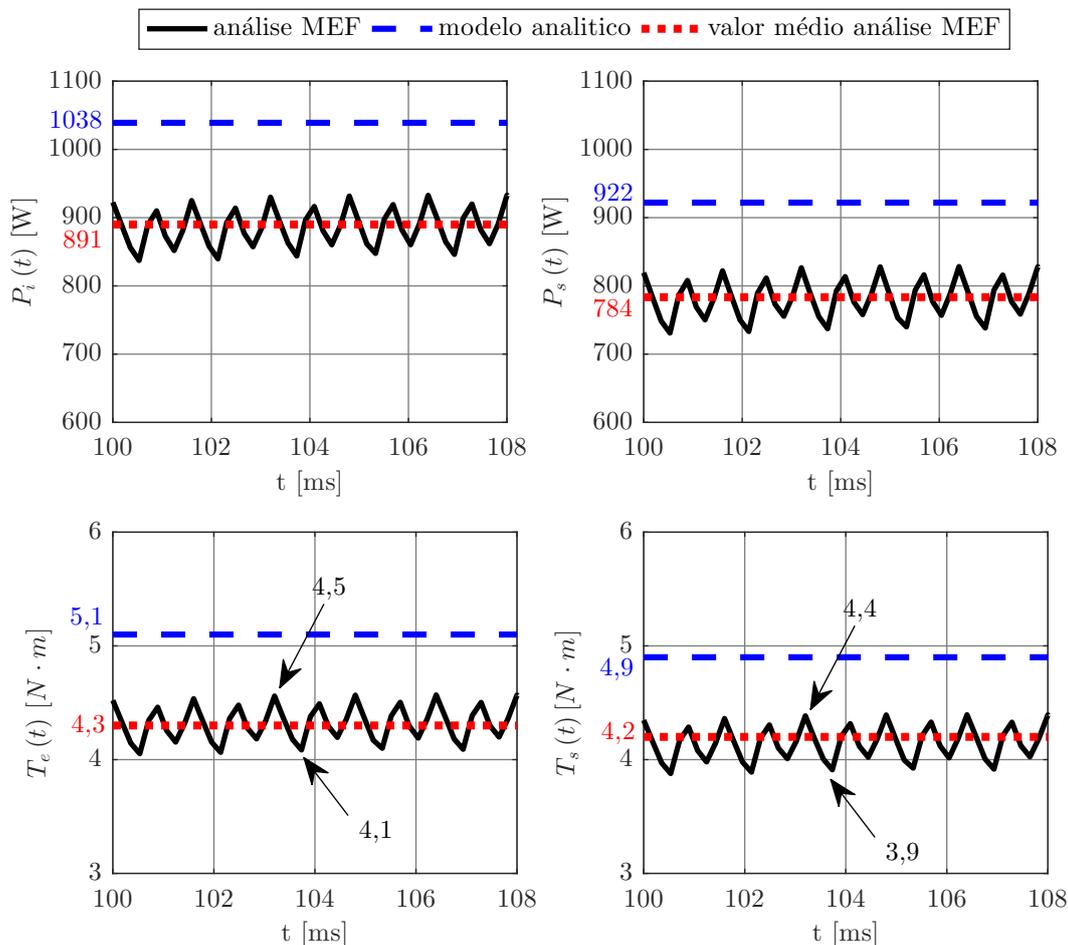
	MEF [A]	Analítico [A]		MEF [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	1,67/ $\underline{-125^\circ}$	1,62/ $\underline{-116^\circ}$	\bar{I}_1^3	0,59/ $\underline{63^\circ}$	0,46/ $\underline{13^\circ}$
\bar{I}_2^1	1,67/ $\underline{-197^\circ}$	1,62/ $\underline{-188^\circ}$	\bar{I}_2^3	0,59/ $\underline{-152^\circ}$	0,46/ $\underline{-203^\circ}$
\bar{I}_3^1	1,67/ $\underline{-269^\circ}$	1,62/ $\underline{-260^\circ}$	\bar{I}_3^3	0,59/ $\underline{-369^\circ}$	0,46/ $\underline{-419^\circ}$
\bar{I}_4^1	1,67/ $\underline{-341^\circ}$	1,62/ $\underline{-332^\circ}$	\bar{I}_4^3	0,59/ $\underline{135^\circ}$	0,46/ $\underline{84^\circ}$
\bar{I}_5^1	1,67/ $\underline{-413^\circ}$	1,62/ $\underline{-404^\circ}$	\bar{I}_5^3	0,59/ $\underline{-80^\circ}$	0,46/ $\underline{-131^\circ}$
$\Delta\epsilon_1$		3,0%	$\Delta\epsilon_3$		22,0%
$\Delta\phi_1$		3,9%	$\Delta\phi_3$		45,6%

Fonte: Elaborada pelo autor.

50% da carga nominal, sendo este valor referente a componente de terceiro harmônico. Embora o valor máximo da diferença percentual para as amplitudes das correntes tenha aumentado 48% em relação ao valor obtido para a condição com 100% carga nominal, a diferença em valor absoluto entre as amplitudes para a condição com 50% da carga nominal é de 0,13 A, enquanto para a condição com 100% da carga nominal é de 0,08 A. Para os ângulos de defasagem do modelo analítico tem-se 45,6% como máxima diferença média percentual em relação aos ângulos de defasagem das análises com MEF, o que corresponde a uma diferença média entre eles de 52° .

Na sequência, na Figura 45 têm-se os comportamentos das potências e torques da Máquina 1 para a condição com 50% da carga nominal. Na Tabela 13 são apresentados os valores das potências, torques e diferenças percentuais entre o modelo analítico e análises com MEF. A partir dos valores da Tabela 13, se nota que 18,6% foi a maior diferença percentual entre os resultados obtidos com modelo analítico e com as análises com MEF.

Figura 45 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação com 50% carga nominal e tensões de alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 13 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 45, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.

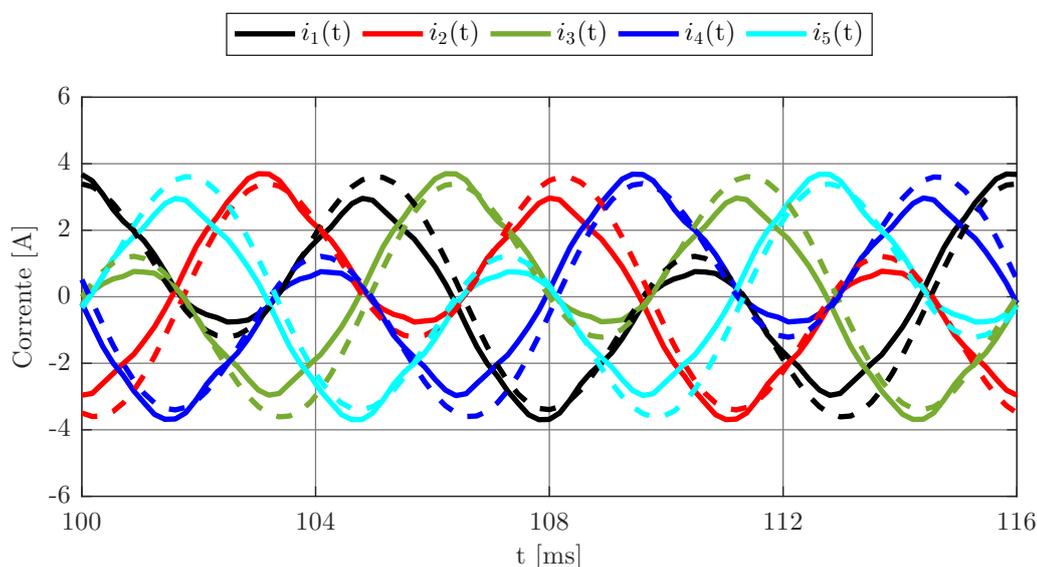
Grandeza	Modelo Analítico	MEF	Diferença (%)
P_i [W]	1038	922	12,6
P_s [W]	922	784	17,6
T_e [N·m]	5,1	4,3	18,6
T_s [N·m]	4,9	4,2	16,6

Fonte: Elaborada pelo autor.

A seguir, foram feitas simulações para a Máquina 2 operando com 50% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais. Na Figura 46 são apresentadas as correntes de fase obtidas com o modelo analítico e análises com MEF.

Os fasores associados à componente fundamental e à componente de terceiro harmônico das correntes são apresentados na Tabela 14. Pode-se verificar que com a mudança de carga, a amplitude da componente fundamental diminuiu enquanto a amplitude da componente de terceiro harmônico se manteve praticamente inalterada. Este comportamento ocorre devido a Máquina 2 ser alimentada por uma tensão puramente senoidal, sem o acréscimo de uma componente de terceiro harmônico. Deste modo, a diferença entre tensão de entrada e tensão induzida, para a componente de terceiro harmônico, se mantém alta. Ademais, neste caso, o torque fornecido pela máquina é produzido apenas pela componente fundamental. Tomando como base as amplitudes obtidas com as análises com

Figura 46 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 50% carga e tensões de alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 14 – Comparação fasores de corrente da Figura 46. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	MEF [A]	Analítico [A]		MEF [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	1,58/ $\underline{-39^\circ}$	1,51/ $\underline{-61^\circ}$	\bar{I}_1^3	2,35/ $\underline{16^\circ}$	2,72/ $\underline{12^\circ}$
\bar{I}_2^1	1,58/ $\underline{-111^\circ}$	1,51/ $\underline{-133^\circ}$	\bar{I}_2^3	2,35/ $\underline{160^\circ}$	2,72/ $\underline{155^\circ}$
\bar{I}_3^1	1,58/ $\underline{-184^\circ}$	1,51/ $\underline{-205^\circ}$	\bar{I}_3^3	2,35/ $\underline{-56^\circ}$	2,72/ $\underline{-60^\circ}$
\bar{I}_4^1	1,58/ $\underline{-256^\circ}$	1,51/ $\underline{-277^\circ}$	\bar{I}_4^3	2,35/ $\underline{87^\circ}$	2,72/ $\underline{83^\circ}$
\bar{I}_5^1	1,58/ $\underline{-328^\circ}$	1,51/ $\underline{-349^\circ}$	\bar{I}_5^3	2,35/ $\underline{-128^\circ}$	2,72/ $\underline{-132^\circ}$
$\Delta\epsilon_1$		4,4%	$\Delta\epsilon_3$		15,7%
$\Delta\phi_1$		20,4%	$\Delta\phi_3$		8,6%

Fonte: Elaborada pelo autor.

MEF, se registrou 15,7% como o valor máximo de diferença percentual média entre as amplitudes do modelo analítico e as amplitudes das análises com MEF. Para os ângulos de defasagem, tem-se 20,4% como máximo valor de diferença percentual, sendo 21° o valor médio de diferença.

A seguir, na Figura 47 é apresentado o comportamento das potência e torques da Máquina 2 para a operação com 50% da carga nominal. Na Tabela 15 são mostradas as diferenças percentuais entre as potência e torques obtidos com o modelo analítico e análises com MEF, por onde se observa que 18,4% foi a maior diferença percentual dos valores obtidos com modelo analítico em relação aos valores obtidos com as análises.

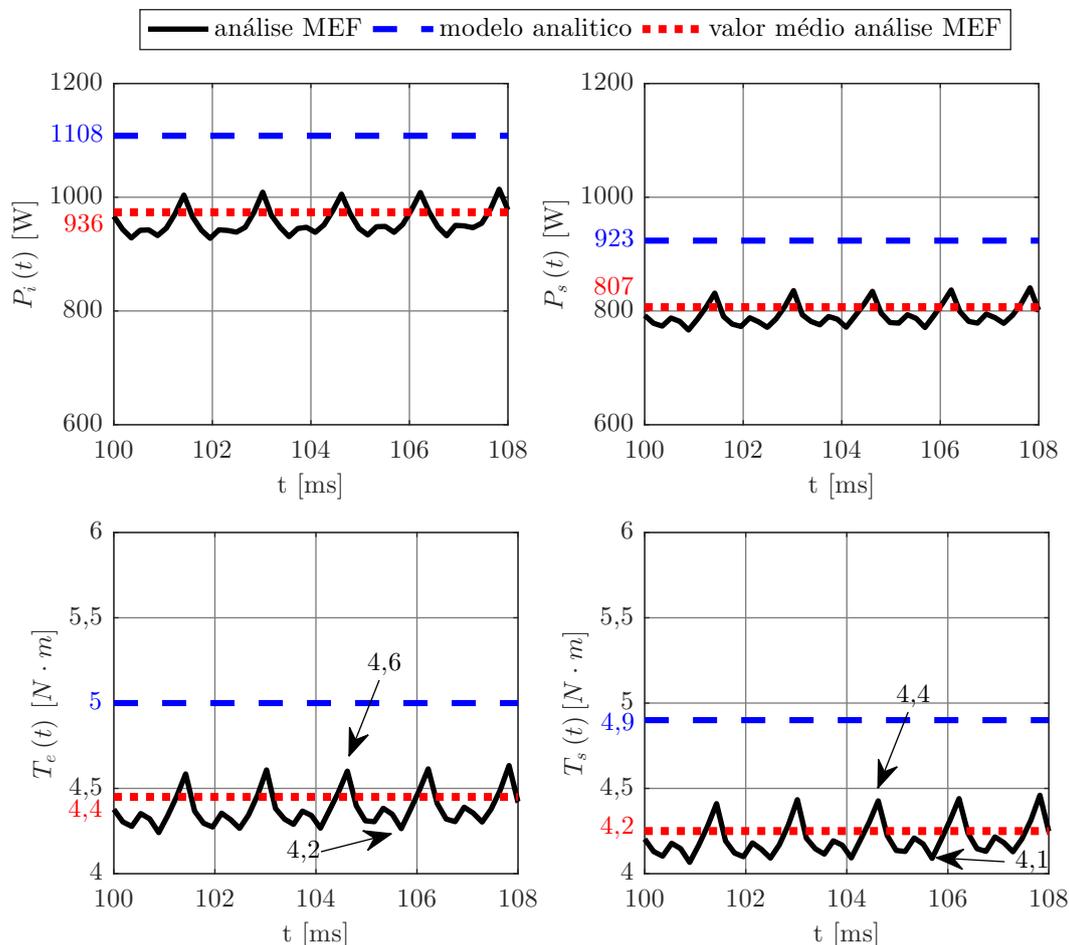
Analisando os resultados obtidos com o modelo analítico para a operação das MSPIPs com 50% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais, é possível constatar que eles ficaram próximos dos resultados obtidos com análises com MEF, pois em sua maioria as diferenças ficaram abaixo de 20%. O modelo também apresentou o comportamento esperado, já que ao reduzir a carga aproximadamente pela metade, as potências e torques também foram reduzidos na mesma proporção.

Tabela 15 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 47, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.

Grandeza	Modelo Analítico	MEF	Diferença (%)
P_i [W]	1108	936	18,4
P_s [W]	923	807	14,4
T_e [N·m]	5	4,4	13,6
T_s [N·m]	4,9	4,2	16,6

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 47 – Potências e torques da Máquina 2 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação com 50% da carga nominal e tensões de alimentação senoidais.



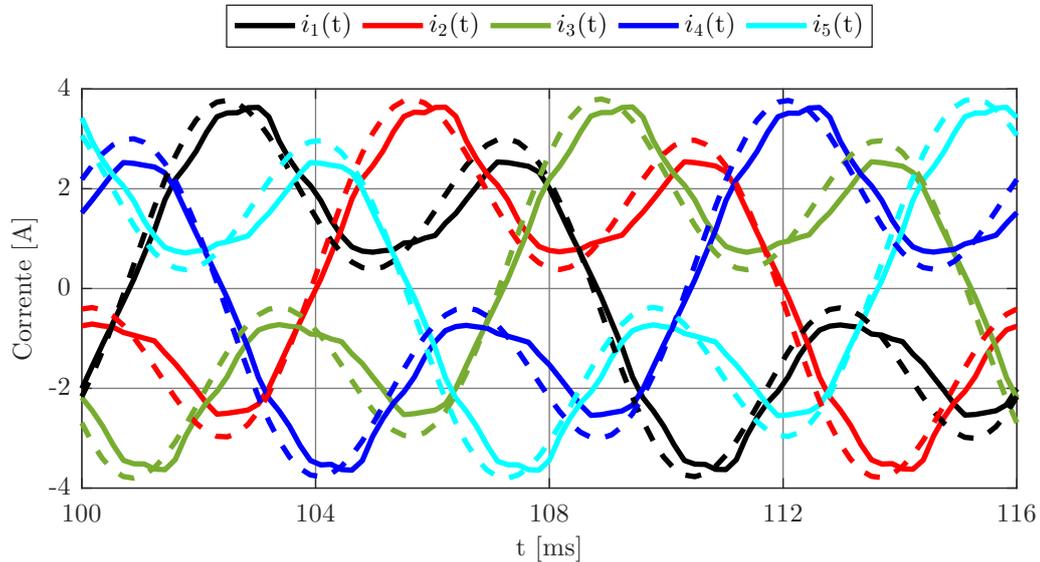
Fonte: Elaborada pelo autor.

4.1.3 MSPIPs com 100% da Carga Nominal e Tensões de Alimentação Trapezoidais

Neste caso, o desempenho do modelo analítico será avaliado para uma tensão de alimentação trapezoidal. Na Figura 48 são mostradas as correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico e das análises com MEF. É possível observar que ao inserir uma componente de terceiro harmônico nas tensões de alimentação da Máquina 1, um afundamento nas correntes de fase se torna evidente, resultado do aumento da componente de terceiro harmônico das correntes. Na Tabela 16 são mostrados os fatores associados à componente fundamental e à componente de terceiro harmônico das correntes de fase.

A partir dos dados da Tabela 16, pode-se constatar que para tensões de alimentação aproximadamente trapezoidais a amplitude da componente de terceiro harmônico do

Figura 48 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 16 – Comparação fasores de corrente da Figura 48. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	MEF [A]	Análítico [A]		MEF [A]	Análítico [A]
\bar{I}_1^1	2,45/ -97°	2,49/ -99°	\bar{I}_1^3	1,71/ -162°	2,05/ -150°
\bar{I}_2^1	2,45/ -169°	2,49/ -170°	\bar{I}_2^3	1,71/ -383°	2,05/ -365°
\bar{I}_3^1	2,45/ -241°	2,49/ -242°	\bar{I}_3^3	1,71/ 126°	2,05/ 138°
\bar{I}_4^1	2,45/ -313°	2,49/ -315°	\bar{I}_4^3	1,71/ -90°	2,05/ -78°
\bar{I}_5^1	2,45/ -385°	2,49/ -386°	\bar{I}_5^3	1,71/ 54°	2,05/ 66°
$\Delta\epsilon_1$		1,6%	$\Delta\epsilon_3$		19,9%
$\Delta\phi_1$		0,8%	$\Delta\phi_3$		10,6%

Fonte: Elaborada pelo autor.

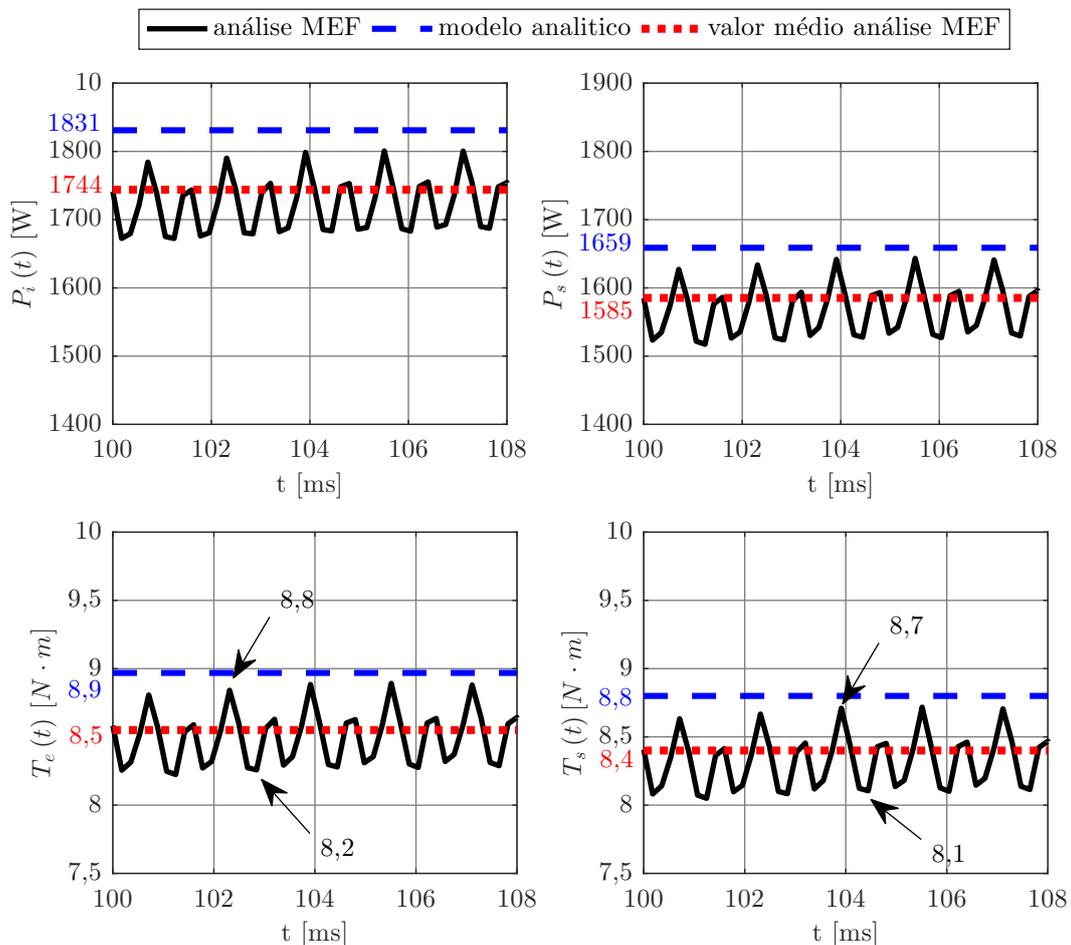
modelo analítico e das análises com MEF aumentou em média 316,6% e 445,6%, respectivamente, em relação à amplitude da componente de terceiro harmônico obtida com as tensões de alimentação senoidais. Este aumento da componente de terceiro harmônico das correntes ocorre devido à Máquina 1 possuir uma baixa tensão induzida de terceiro harmônico, o que resulta em um alto valor para a diferença entre tensão de entrada e tensão induzida. A máxima diferença percentual média entre as amplitudes das correntes

de fase do modelo analítico e das análises com MEF é de 19,9%. No entanto, deve-se destacar que a diferença absoluta entre elas é de 0,34 A. Os ângulos de defasagem do modelo analítico apresentaram 10,9% de máxima diferença média percentual em relação aos valores obtidos com análises com MEF.

O comportamento das potências e torques da Máquina 1 são apresentados na Figura 49. Os valores das potências e torques obtidos com o modelo analítico e com as análises são mostrados na Tabela 17. Esta tabela mostra que 5,0% foi a máxima diferença percentual apresentada pelos resultados do modelo analítico em relação aos resultados das análises com MEF.

Na sequência, foram feitas simulações da Máquina 2 operando com 100% da carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais, sendo as correntes de fase obtidas mostradas na Figura 50. Os fasores da componente fundamental e da componente de terceiro harmô-

Figura 49 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação com 100% da carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais.



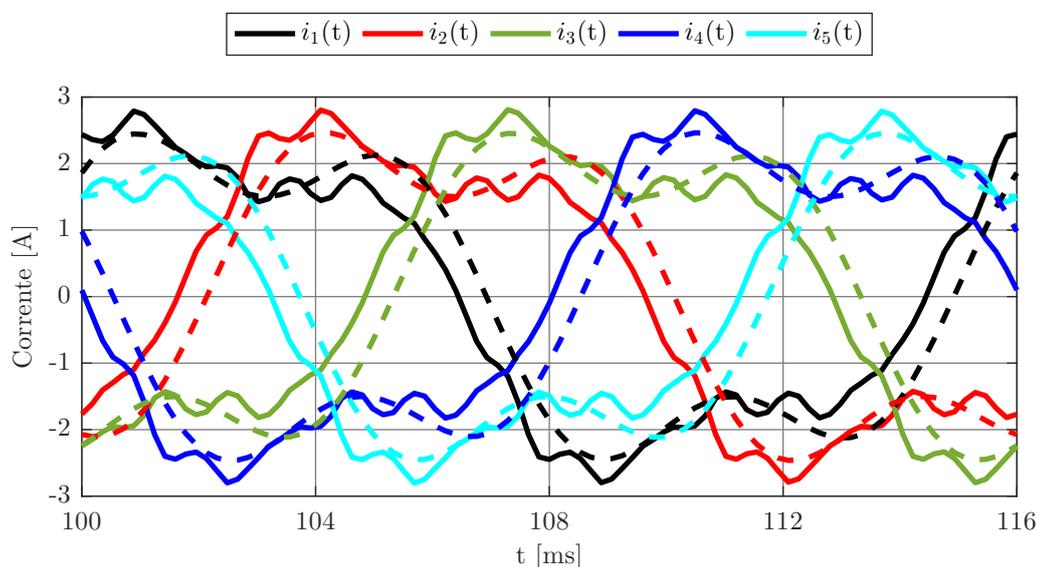
Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 17 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 49, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.

Grandeza	Modelo Analítico	MEF	Diferença (%)
P_i [W]	1831	1744	5,0
P_s [W]	1659	1585	4,7
T_e [N·m]	8,9	8,5	4,7
T_s [N·m]	8,8	8,4	4,8

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 50 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com 100% carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os dados desta tabela indicam que para tensões de alimentação com uma componente de terceiro harmônico, a amplitude da componente de terceiro harmônico da corrente de fase do modelo analítico e das análises com MEF para a Máquina 2 foi reduzida em 71,0% e 68,4%, respectivamente. Isto ocorre devido à diminuição da diferença entre componente de terceiro harmônico da tensão de entrada e componente de terceiro harmônico da tensão induzida. Ademais, os valores da Tabela 18, apontam que a maior diferença média percentual para as amplitudes do modelo analítico em relação às do MEF é de 26,5%. No entanto, é importante destacar que a diferença absoluta entre as amplitudes é de 0,18 A. Para os ângulos de defasagem obtidos com o modelo analítico tem-se 13,3% como máxima diferença percentual em relação aos ângulos obtidos com as análises com MEF, sendo 16° a diferença média entre eles.

Tabela 18 – Comparação fasores de corrente da Figura 50. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	MEF [A]	Analítico [A]		MEF [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	2,43/ $\underline{-47^\circ}$	2,38/ $\underline{-63^\circ}$	\bar{I}_1^3	0,68/ $\underline{-373^\circ}$	0,86/ $\underline{-385^\circ}$
\bar{I}_2^1	2,43/ $\underline{-119^\circ}$	2,38/ $\underline{-135^\circ}$	\bar{I}_2^3	0,68/ $\underline{131^\circ}$	0,86/ $\underline{117^\circ}$
\bar{I}_3^1	2,43/ $\underline{-191^\circ}$	2,38/ $\underline{-207^\circ}$	\bar{I}_3^3	0,68/ $\underline{-85^\circ}$	0,86/ $\underline{-98^\circ}$
\bar{I}_4^1	2,43/ $\underline{-263^\circ}$	2,38/ $\underline{-279^\circ}$	\bar{I}_4^3	0,68/ $\underline{58^\circ}$	0,86/ $\underline{45^\circ}$
\bar{I}_5^1	2,43/ $\underline{-335^\circ}$	2,38/ $\underline{-351^\circ}$	\bar{I}_5^3	0,68/ $\underline{-157^\circ}$	0,86/ $\underline{-170^\circ}$
$\Delta\epsilon_1$		2,0%	$\Delta\epsilon_3$		26,5%
$\Delta\phi_1$		13,3%	$\Delta\phi_3$		11,9%

Fonte: Elaborada pelo autor.

O comportamento das potências e torques da Máquina 2 podem ser visualizados na Figura 51. Abaixo, na Tabela 19 são apresentadas as diferenças percentuais do modelo analítico em relação as análises com MEF. Pelos resultados apresentados na Tabela 19, se constata que para a Máquina 2 operando com 100% da carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais, 8,1% é a maior diferença percentual entre os valores obtidos com o modelo analítico e com as análises com MEF.

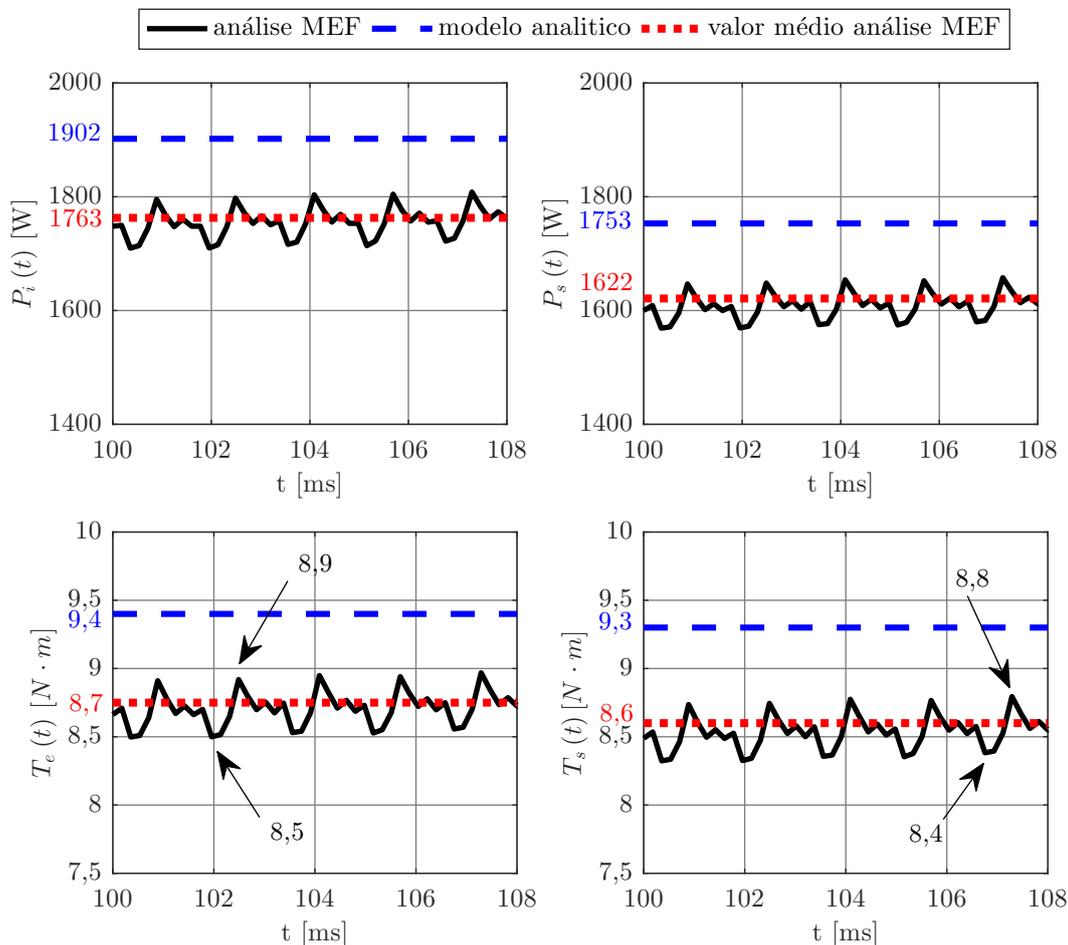
Comparando os resultados obtidos com o modelo analítico com os obtidos com as análises com MEF, pode-se afirmar que o modelo analítico proposto descreve de forma suficientemente acurada o comportamento de ambas as MSPIPs quando alimentadas com tensões trapezoidais. Conforme o esperado a componente de terceiro harmônico da corrente de fase da Máquina 1 aumentou e a da Máquina 2 diminuiu. Portanto, o modelo pode ser utilizado para fins de estudo e análise de MSPIPs com tensões de entrada diferentes de uma onda senoidal.

Tabela 19 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potência e torque da Figura 51, assumindo como referência os resultados das análises com MEF.

Grandeza	Modelo Analítico	MEF	Diferença (%)
P_i [W]	1902	1763	7,9
P_s [W]	1753	1622	8,1
T_e [N·m]	9,4	8,7	8,0
T_s [N·m]	9,3	8,6	8,1

Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 51 – Potências e torques da Máquina 2 obtidos através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação 100% com carga nominal e tensões de alimentação trapezoidais.



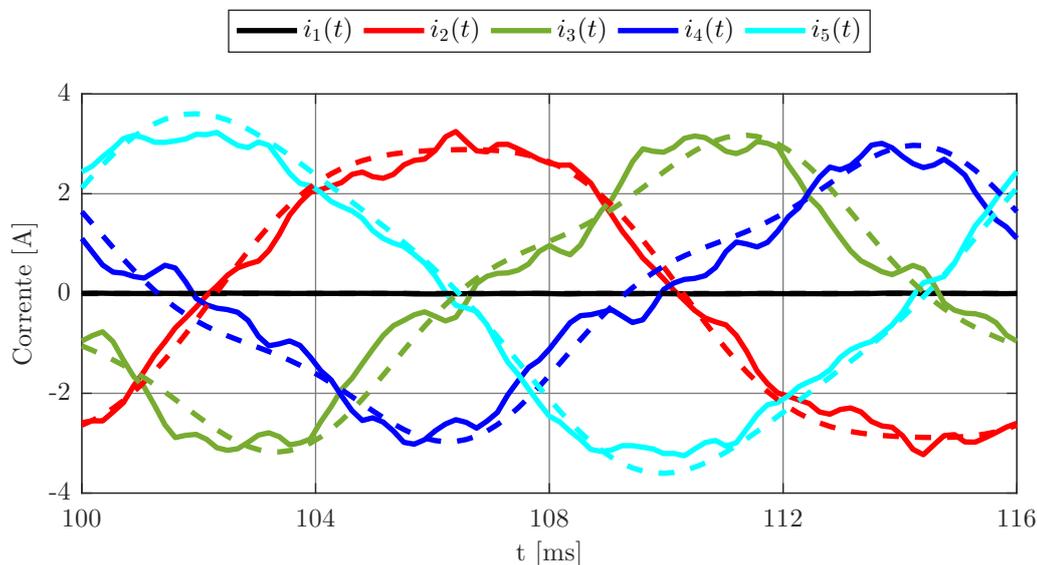
Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2 Operação como Motor sob Falha

Nesta seção, o modelo analítico proposto na dissertação para as MSPIPs é testado para a condição de operação com 100% carga nominal e uma fase aberta. Deve-se destacar que é incomum máquinas multifásicas entregarem potência nominal em caso de falha devido às altas correntes, que consequentemente resultam em altas perdas joule. No entanto, aqui foi assumida esta condição extrema para melhorar a comparação entre o comportamento das máquinas durante a condição normal e defeituosa. Neste caso, também se considerou que as MSPIPs são alimentadas com tensões senoidais. Na Figura 52 são mostradas as correntes de fase obtidas com o modelo analítico e análises com MEF para a Máquina 1. Os fasores associados à componente fundamental e à componente de terceiro harmônico das correntes são apresentados na Tabela 20.

Analisando os dados da Tabela 20, se observa que as amplitudes da componente fun-

Figura 52 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 20 – Comparação fasores de corrente da Figura 52. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	MEF [A]	Análítico [A]		MEF [A]	Análítico [A]
\bar{I}_1^1	0	0	\bar{I}_1^3	0	0
\bar{I}_2^1	3,04/ $\underline{-143^\circ}$	3,17/ $\underline{-142^\circ}$	\bar{I}_2^3	0,21/ $\underline{171^\circ}$	0,29/ $\underline{119^\circ}$
\bar{I}_3^1	2,69/ $\underline{119^\circ}$	2,80/ $\underline{116^\circ}$	\bar{I}_3^3	0,52/ $\underline{-369^\circ}$	0,46/ $\underline{-427^\circ}$
\bar{I}_4^1	2,40/ $\underline{48^\circ}$	2,63/ $\underline{51^\circ}$	\bar{I}_4^3	0,49/ $\underline{148^\circ}$	0,44/ $\underline{92^\circ}$
\bar{I}_5^1	3,19/ $\underline{-47^\circ}$	3,41/ $\underline{-51^\circ}$	\bar{I}_5^3	0,24/ $\underline{-61^\circ}$	0,27/ $\underline{-96^\circ}$
$\Delta\epsilon_1$		6,2%	$\Delta\epsilon_3$		18,1%
$\Delta\phi_1$		4,5%	$\Delta\phi_3$		41,1%

Fonte: Elaborada pelo autor.

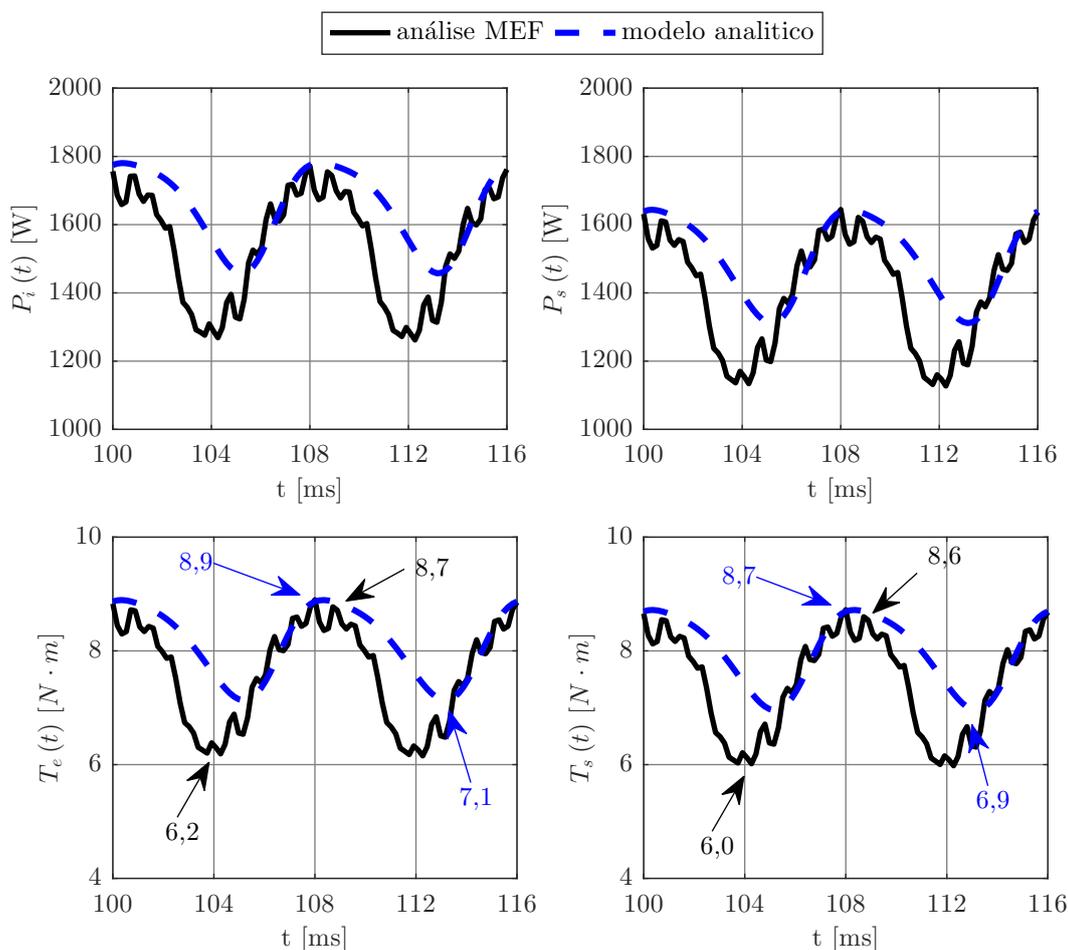
damental das correntes de fase do modelo analítico e das análises com MEF para a Máquina 1 operando sob falha aumentaram em média 17,4% e 21,1% em relação as obtidas para a operação sem falha. Este aumento das amplitudes das correntes ocorre devido o nível de carga considerado para a condição sob falha ser mantido igual ao da condição sem falha. Ademais, as amplitudes do modelo analítico apresentaram 18,1% como maior diferença percentual média em relação as amplitudes obtidas com análises, porém

a diferença média absoluta entre elas é de 0,08 A. Os ângulos de defasagem do modelo analítico tiveram 41,1% como maior valor de diferença percentual média em relação aos obtidos com as análises, sendo a diferença média entre eles de 50° .

O comportamento das potências e torques obtidos com o modelo analítico e com as análises com MEF para a Máquina 1 podem ser visualizados na Figura 53. É possível observar que, para a condição sob falha, o modelo analítico é capaz de reproduzir as oscilações presentes nos torques e potências da máquina, de forma similar às análises com MEF. O torque eletromagnético e torque de saída obtidos através do modelo analítico, têm-se oscilações de 1,8 N·m para ambos. Adicionalmente, o torque eletromagnético e torque de saída obtidos com as análises com MEF, têm oscilações de 2,5 N·m e 2,6 N·m.

Por outro lado, como consequência prática das oscilações mencionadas no torque, podem ocorrer um o aumento das vibrações e ruídos apresentados pela máquina durante a

Figura 53 – Potências e torques da Máquina 1 obtidos através do modelo analítico e análises com MEF para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.



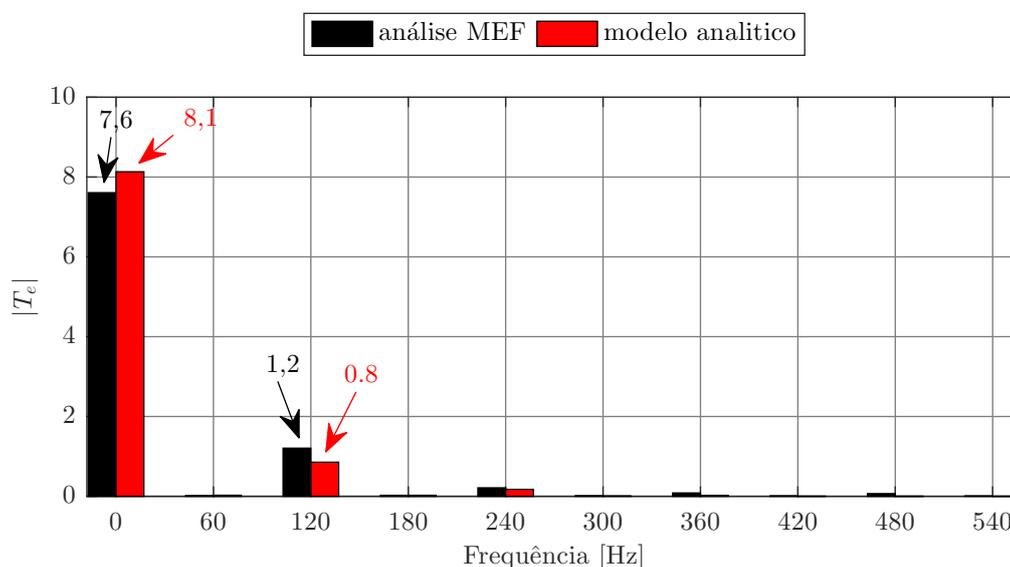
Fonte: Elaborada pelo autor.

operação. As componentes harmônicas do torque eletromagnético são apresentadas na Figura 54. Deste modo, é possível constatar que para a Máquina 1 operando sob falha, além da componente constante de torque, surge uma componente harmônica oscilante, sendo a sua amplitude de 1,2 N·m e 0,8 N·m para as análises com MEF e modelo analítico, respectivamente. Por fim, a diferença percentual da componente constante do torque eletromagnético do modelo analítico em relação a obtida com as análises com MEF é de 6,6% e para a componente harmônica de 120 Hz é de 33,3%.

Na sequência, foram feitas simulações do modelo analítico e análises com MEF para a Máquina 2 operando sob falha. O comportamento das correntes de fase pode ser observado na Figura 55. Os valores dos fasores da componente fundamental e da componente de terceiro harmônico das correntes de fase são mostrados na Tabela 55. A partir dos valores da tabela, se verificou que a componente fundamental das correntes de fase sob falha obtida com modelo analítico e análises com MEF aumentaram 16,7% e 21,0% em relação a componente fundamental das correntes de fase para a operação sem falha. Ademais, a maior diferença média percentual das amplitudes do modelo analítico e em relação as amplitudes das análises foi de 5,1%. Para os ângulos de defasagem a maior diferença percentual média foi 10,8%, sendo 16° a diferença média entre o modelo analítico e análises com MEF.

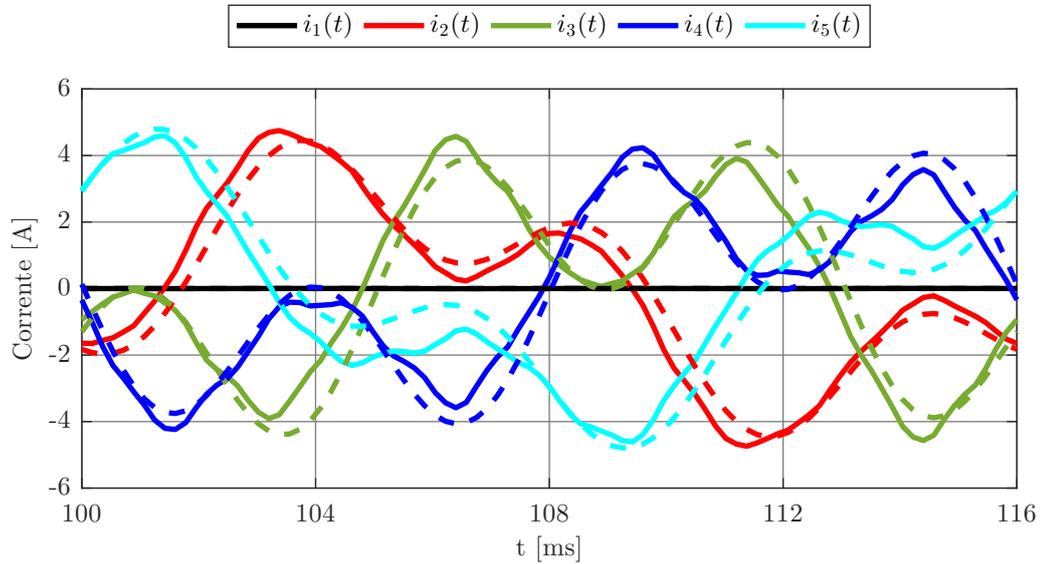
Na Figura 56 são apresentadas as potências e torques obtidos com o modelo analítico e análises com MEF para a Máquina 2 operando com uma fase aberta. As oscilações no torque eletromagnético e no torque de saída do modelo analítico são ambas 1,8 N·m,

Figura 54 – Componentes harmônicas do torque eletromagnético da Máquina 1 obtidas através do modelo analítico e análises com MEF para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 55 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 21 – Comparação fasores de corrente da Figura 55. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

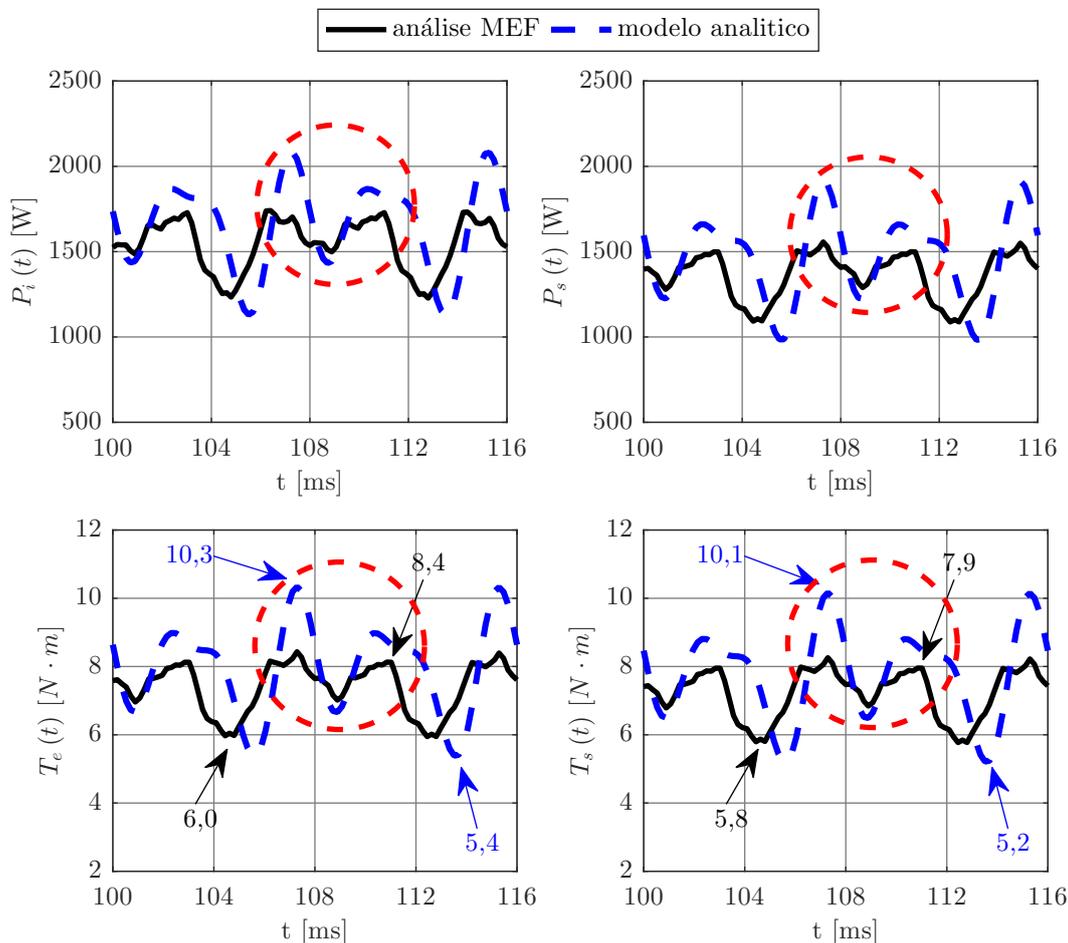
	MEF [A]	Analítico [A]		MEF [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	0	0	\bar{I}_1^3	0	0
\bar{I}_2^1	3,15/ -96°	3,03/ -109°	\bar{I}_2^3	1,80/ 129°	1,74/ 119°
\bar{I}_3^1	2,56/ 168°	2,69/ 151°	\bar{I}_3^3	2,53/ -56°	2,70/ -65°
\bar{I}_4^1	2,50/ 100°	2,52/ 86°	\bar{I}_4^3	2,40/ 92°	2,56/ 91°
\bar{I}_5^1	3,32/ -357°	3,28/ -377°	\bar{I}_5^3	1,55/ -97°	1,61/ -96°
$\Delta\epsilon_1$		2,7%	$\Delta\epsilon_3$		5,1%
$\Delta\phi_1$		10,8%	$\Delta\phi_3$		6,5%

Fonte: Elaborada pelo autor.

enquanto para as análises com MEF as oscilações são de 2,5 N·m e 2,6 N·m. Além disso, na Figura 56 é destacado através de um círculo pontilhado em vermelho um afundamento nas formas de onda das potências e torques da Máquina 2 do modelo analítico e das análises com MEF. Este comportamento ocorre devido a Máquina 2 apresentar além da componente fundamental na indução, uma componente de terceiro harmônico.

Na Figura 57 são apresentadas as componentes harmônicas do torque eletromagnético.

Figura 56 – Potências e torques da Máquina 2 obtidos através do modelo analítico e análises com MEF para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.

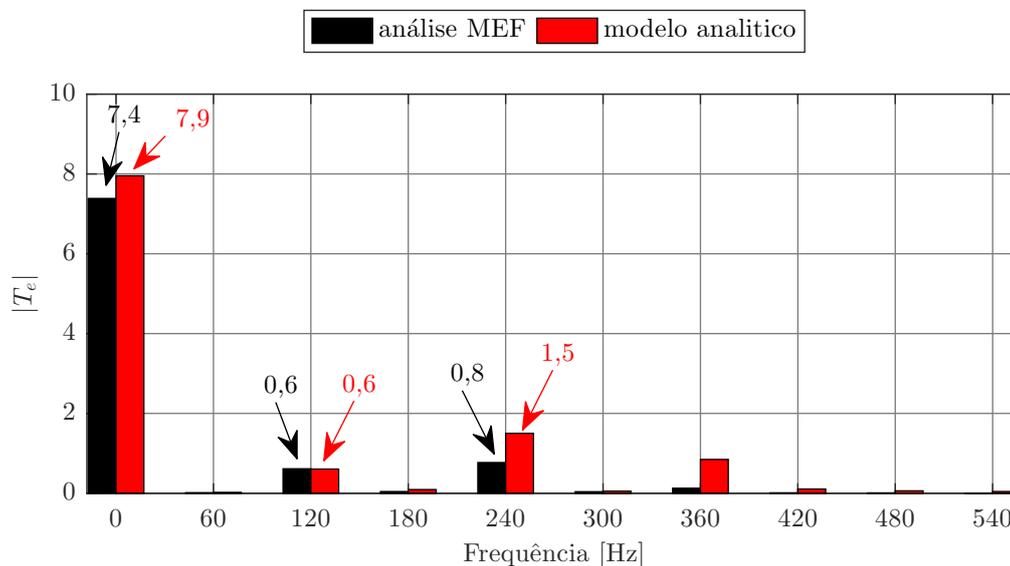


Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir da figura, se observa que além da componente de 120 Hz presente no torque eletromagnético durante a falha, neste caso, surge uma componente no modelo analítico e nas análises com MEF que oscila com frequência de 240 Hz e possui amplitude 0,8 N·m e 1,5 N·m, respectivamente.

A partir dos resultados coletados das simulações do modelo analítico e das análises com MEF para as MSPiPs operando em regime permanente sob falha, se verificou que o modelo proposto na presente dissertação foi capaz de reproduzir o comportamento das correntes de fase durante a falha e também as oscilações de potência e torque de ambas as máquinas. Portanto, é possível afirmar que o modelo analítico apresentou resultados satisfatórios para a operação das MSPiPs em regime permanente sob falha. Logo, ele pode ser utilizado para estudos futuros das MSPiPs operando sob falha.

Figura 57 – Componentes harmônicas do torque eletromagnético da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico e análises com MEF para a operação como motor com 100% da carga nominal, tensões de alimentação com uma forma de onda senoidal e uma fase aberta.



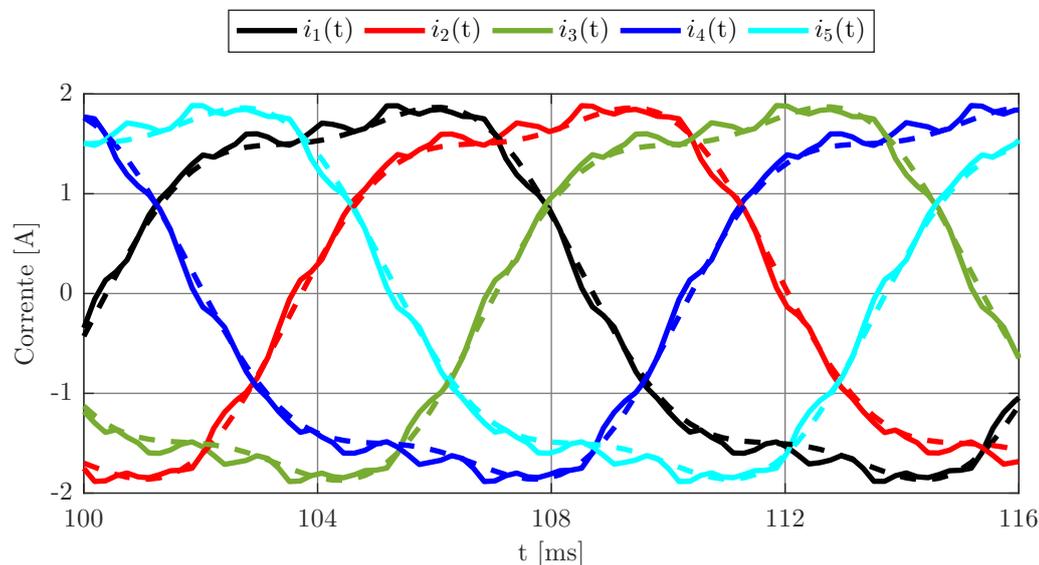
Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3 Operação como Gerador

Tendo em vista que MSPIPs, além operar como motores, também são capazes de operar como geradores elétricos, o modelo analítico proposto nesta dissertação também foi avaliado para a operação como gerador sem falha. Para tal, adaptações foram realizadas no modelo analítico. Neste caso, as tensões de alimentação foram substituídas por um conjunto de cargas resistivas, sendo os seus valores estimados de forma que a máquina forneça potência nominal, uma vez que este comportamento é normalmente apresentado pela máquina durante o seu funcionamento. Além disso, as cargas estão conectadas em estrela, ou seja, estão conectadas em série com os terminais da máquina. Desta forma, para a condição como gerador ambas as máquinas foram analisadas. Durante as análises, se observou que a Máquina 1 apresentou resultados similares ao da Máquina 2. A fim de não tornar o capítulo extenso e repetitivo, a seguir, são mostrados os resultados obtidos com o modelo analítico e com as análises com MEF apenas para a Máquina 2 operando em regime permanente como gerador com 100% da carga nominal.

O comportamento das correntes de fase do modelo analítico e das análises com MEF para a Máquina 2 operando como gerador sem falha pode ser observado na Figura 58. Logo abaixo, na Tabela 22, os valores dos fasores da componente fundamental e da componente de terceiro harmônico das correntes são apresentados. Analisando os dados da Tabela 22, se nota que o maior valor de diferença média percentual das amplitudes do modelo analítico em relação as amplitudes das análises foi de 9,3%. No entanto, se des-

Figura 58 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação como gerador com 100% da carga nominal.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 22 – Comparação fasores de corrente da Figura 58. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

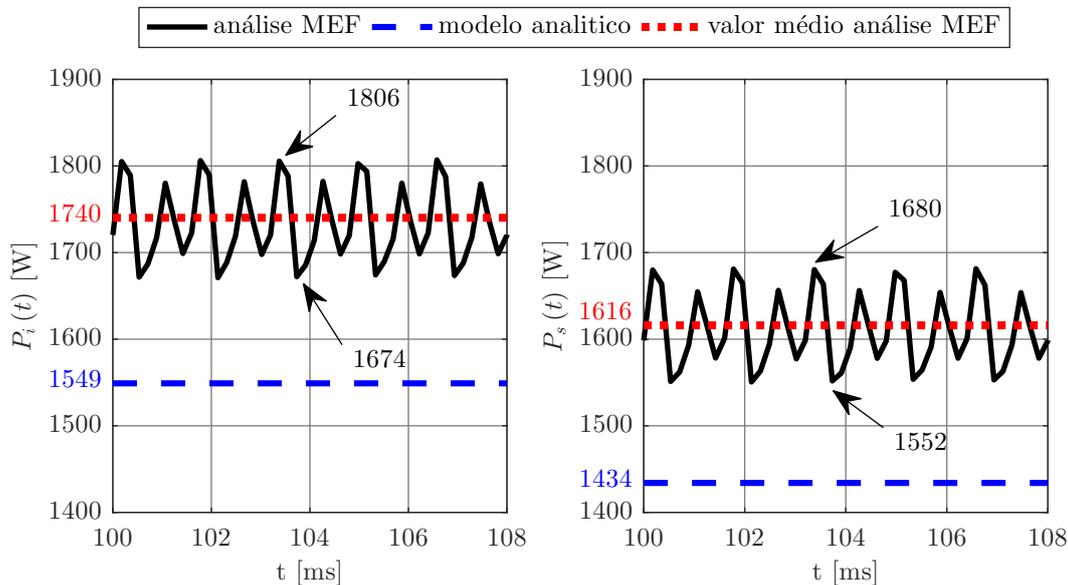
	MEF [A]	Analítico [A]		MEF [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	1,98/ $\underline{-104^\circ}$	1,94/ $\underline{-102^\circ}$	\bar{I}_1^3	0,32/ $\underline{-105^\circ}$	0,35/ $\underline{-94^\circ}$
\bar{I}_2^1	1,98/ $\underline{-176^\circ}$	1,94/ $\underline{-174^\circ}$	\bar{I}_2^3	0,32/ $\underline{39^\circ}$	0,35/ $\underline{49^\circ}$
\bar{I}_3^1	1,98/ $\underline{-248^\circ}$	1,94/ $\underline{-246^\circ}$	\bar{I}_3^3	0,32/ $\underline{-177^\circ}$	0,35/ $\underline{-165^\circ}$
\bar{I}_4^1	1,98/ $\underline{-320^\circ}$	1,94/ $\underline{-318^\circ}$	\bar{I}_4^3	0,32/ $\underline{-33^\circ}$	0,35/ $\underline{-23^\circ}$
\bar{I}_5^1	1,98/ $\underline{-392^\circ}$	1,94/ $\underline{-390^\circ}$	\bar{I}_5^3	0,32/ $\underline{111^\circ}$	0,35/ $\underline{121^\circ}$
$\Delta\epsilon_1$		2,0%	$\Delta\epsilon_3$		9,3%
$\Delta\phi_1$		1,1%	$\Delta\phi_3$		16,4%

Fonte: Elaborada pelo autor.

taca que a diferença média absoluta entre as amplitudes é de 0,03 A. Para os ângulos de defasagem a maior diferença média percentual foi de 16,4%, sendo a diferença média entre eles de 10° .

No que segue, o comportamento da potência de entrada e potência de saída obtidas com o modelo analítico e análises com MEF são apresentadas na Figura 59. Se observa que a potência de entrada obtida com o modelo analítico apresenta uma diferença per-

Figura 59 – Potências da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação como gerador com 100% da carga nominal.



Fonte: Elaborada pelo autor.

centual de 10,9% em relação à potência de entrada obtida com análises com MEF, sendo 191 W a diferença entre os resultados. Agora, para a potência de saída obtida com o modelo analítico tem-se uma diferença percentual de 11,2% em relação à potência de saída obtida com análises com MEF, sendo 182 W a diferença entre eles. Estas diferenças ocorrem devido as correntes do modelo analítico apresentarem valores mais baixos que as correntes obtidas com as análises com MEF.

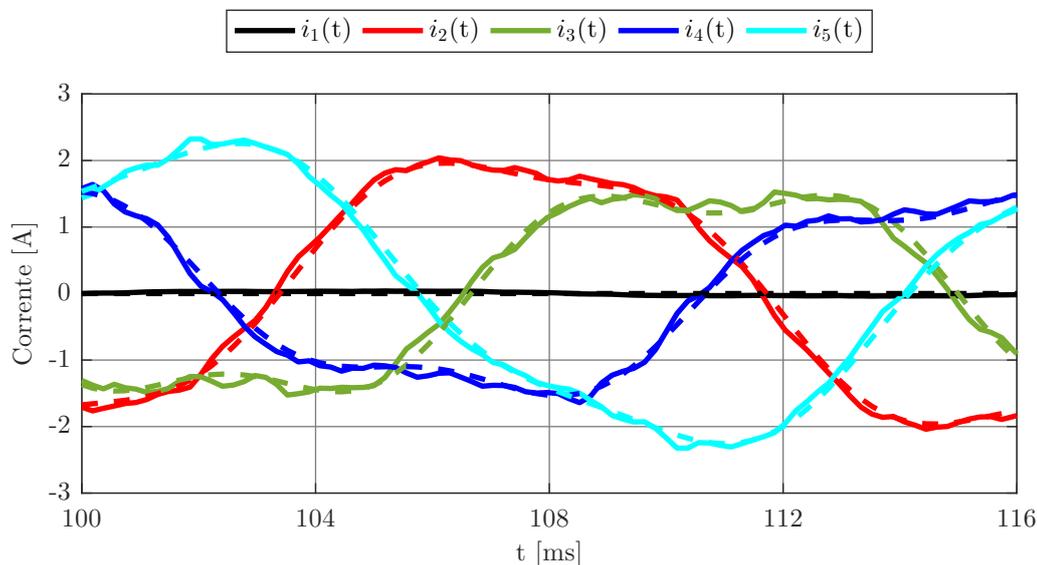
Portanto, pode-se seguramente concluir que o modelo analítico proposto na dissertação apresentou bons resultados para a operação como gerador sem falha, visto que o nível de discrepância entre as grandezas do modelo e as das análises com MEF ficaram, em geral, abaixo de 18%. Desta forma, o modelo analítico desta dissertação também pode ser utilizado para fins de estudo do comportamento de MSPIPs operando como gerador.

4.4 Operação como Gerador sob Falha

Conforme comentado na seção anterior, MSPIPs podem operar como geradores elétricos. Desta forma, o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para as MSPIPs também foi avaliado para a condição de operação como gerador sob falha. Novamente, se considerou o mesmo conjunto de cargas resistivas conectadas em estrela aos terminais da máquina. A seguir, são apresentados os resultados obtidos.

O comportamento das correntes de fase do modelo analítico e das análises com MEF para a Máquina 2 operando como gerador sob falha é apresentado na Figura 60. Logo abaixo, na Tabela 23, os fasores da componente fundamental e da componente terceiro

Figura 60 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e das análises com MEF (linhas sólidas) para a operação como gerador com 100% da carga nominal e uma fase aberta.



harmônico das correntes de fase da Figura 60 são mostrados. Através dos dados da tabela, se nota que a maior diferença média percentual entre as amplitudes do modelo analítico e das análises com MEF é de 10,8%, porém o valor da diferença média absoluta entre as amplitudes é de 0,03 A. Em relação aos ângulos de defasagem, o maior valor de diferença média percentual apresentado pelo modelo analítico é 7,8%, sendo a diferença média entre eles de 5°.

Tabela 23 – Comparação fasores de corrente da Figura 60. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	MEF [A]	Analítico [A]		MEF [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	0	0	\bar{I}_1^3	0	0
\bar{I}_2^1	2,12/ -162°	2,07/ -160°	\bar{I}_2^3	0,30/ 27°	0,31/ 29°
\bar{I}_3^1	1,65/ 124°	1,64/ 126°	\bar{I}_3^3	0,34/ -164°	0,43/ -161°
\bar{I}_4^1	1,56/ 32°	1,52/ 34°	\bar{I}_4^3	0,35/ -46°	0,34/ -38°
\bar{I}_5^1	2,22/ -43°	2,23/ -41°	\bar{I}_5^3	0,28/ 132°	0,25/ 126°
$\Delta\epsilon_1$		1,5%	$\Delta\epsilon_3$		10,8%
$\Delta\phi_1$		3,4%	$\Delta\phi_3$		7,8%

Fonte: Elaborada pelo autor.

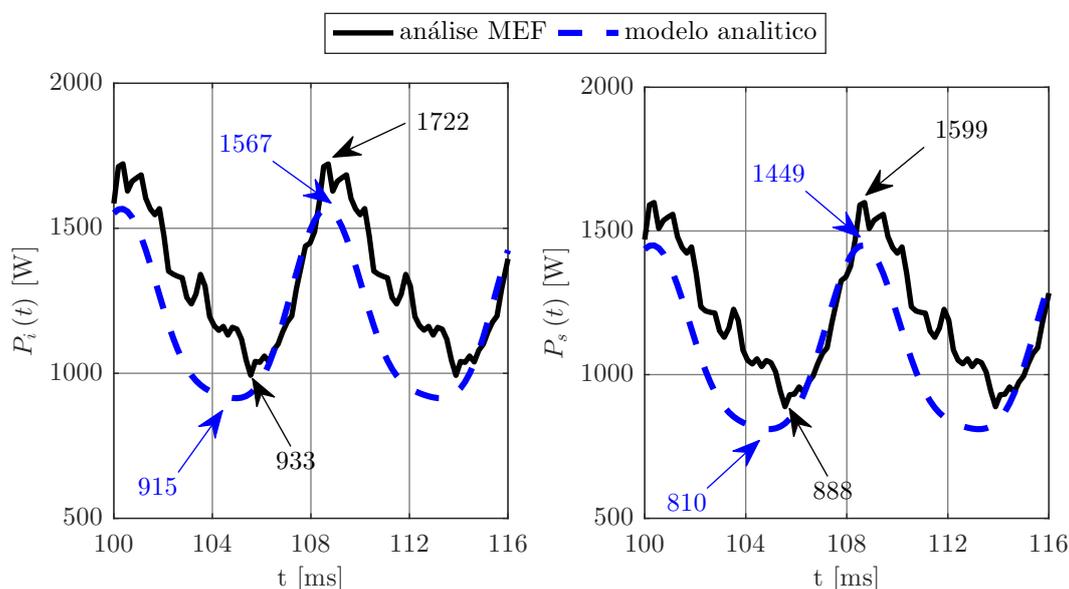
Na Figura 61 é mostrado o comportamento da potência de entrada e da potência de saída do modelo analítico e das análises com MEF para a Máquina 2 operando como gerador sob falha. A partir da figura, se observa que da mesma forma com que as potências obtidas com análises com MEF apresentaram oscilações, as potências obtidas com o modelo analítico também apresentaram oscilações. Para a potência de entrada do modelo analítico tem-se uma oscilação de 652 W, enquanto a potência de entrada das análises com MEF apresenta uma oscilação de 789 W. Para a potência de saída o modelo analítico e as análises com MEF apresentam uma oscilação de 639 W e 711 W, respectivamente. Desta forma, conforme a utilização da máquina, estas oscilações de potência podem implicar em problemas para o acionamento de cargas que requerem o fornecimento de potência constante.

Portanto, a partir dos resultados expostos, se verificou que o modelo analítico apresentou bons resultados para descrever o comportamento das grandezas de MSPIPs operando como gerador sob falha. Logo, ele também pode ser utilizado para fins de estudo e análises de MSPIPs operando como gerador sob falha.

4.5 Considerações Finais

Neste capítulo o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para as MSPIPs foi avaliado. Para tal, foram realizadas simulações do modelo para diferentes tipos de alimentações, cargas e condições de operação. A fim de verificar a acurácia do modelo, os resultados obtidos foram comparados com resultados obtidos através de análises com

Figura 61 – Potências da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico e das análises com MEF para a operação como gerador com 100% da carga nominal e uma fase aberta.



Fonte: Elaborada pelo autor.

MEF no *software Ansys-Maxwell*[®]. Foi constatado que o modelo analítico apresentou resultados próximos aos obtidos com análises com MEF, o que permite concluir que o modelo é válido. A seguir, no próximo capítulo, os resultados do modelo analítico são comparados com resultados obtidos através de ensaios dos protótipos das MSPIPs, a fim de que o modelo seja também validado experimentalmente.

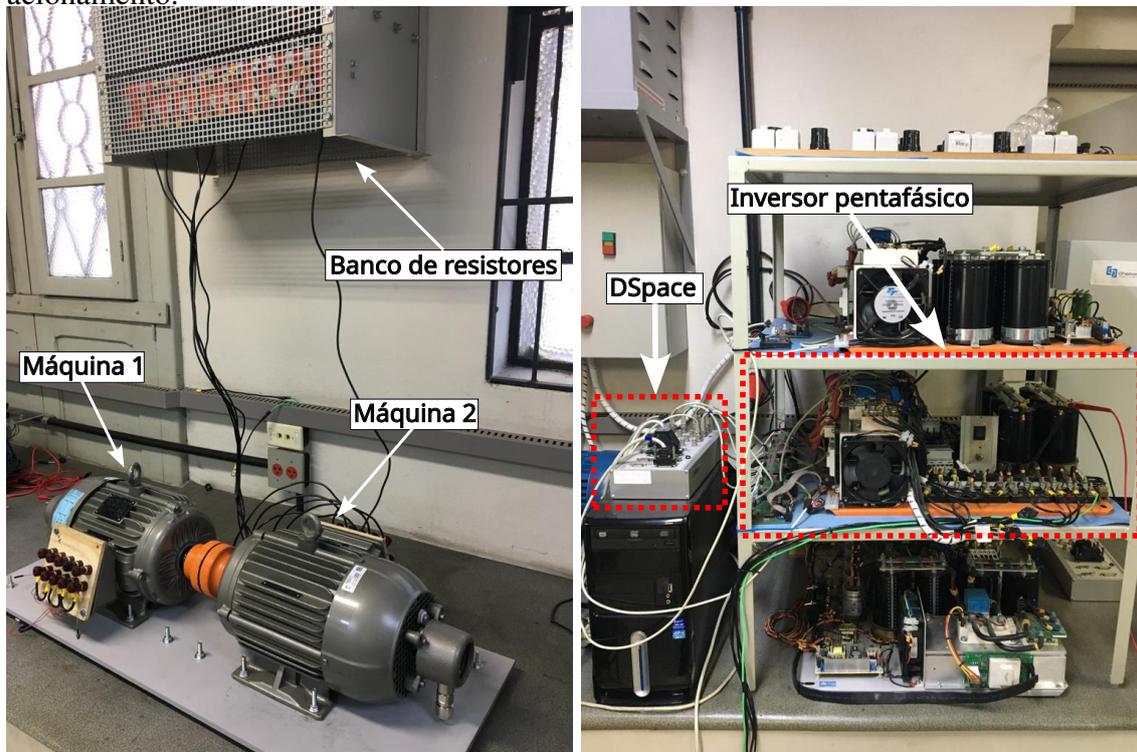
5 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO PROPOSTO

Neste capítulo é apresentada e discutida a validação experimental do modelo analítico proposto na dissertação para as MSPIP operando em regime permanente normal e com uma fase aberta. Para a validação, ensaios dos protótipos operando como motor e gerador em regime permanente normal e sob falha foram realizados. As tensões de entrada das máquinas foram medidas durante os ensaios e aplicadas no modelo. Deste modo, as correntes obtidas com o modelo podem ser comparadas com as correntes medidas durante os ensaios. Para não tornar o capítulo muito extenso, o procedimento de validação do modelo analítico para a operação como gerador em regime permanente normal e sob falha será descrito apenas para a Máquina 2. Da mesma forma, o procedimento de validação do modelo analítico para a operação como motor em regime permanente normal e sob falha será apresentado apenas para a Máquina 1.

Na Figura 62 é mostrada uma foto da bancada de ensaios utilizada, localizada no Laboratório de Sistemas de Controle, Automação e Robótica (LASCAR), onde as máquinas utilizadas para a comprovação experimental, Máquina 1 e Máquina 2, podem ser visualizadas na Figura 62a. Além das máquinas, na Figura 62b pode ser observado o inversor de frequência pentafásico utilizado para o acionamento das máquinas e o computador que contém a placa DSpace. Mais detalhes a respeito desta plataforma utilizada para os acionamentos das máquinas pentafásicas podem ser encontradas em (BENVENUTI, 2014). No canto superior esquerdo, acima das máquinas, tem-se o banco de resistores utilizado como carga durante os ensaios. Para o acionamento da Máquina 1 como motor, uma estratégia que mantém a relação tensão/frequência do estator aproximadamente constante foi implementada, uma vez que as MSPIPs utilizadas neste trabalho não são capazes de partir ao serem conectadas diretamente na rede, por não possuírem um dispositivo para auxiliar em sua partida. Ademais, para impor torque de carga na Máquina 1 durante os ensaios como motor, a Máquina 2 foi conectada a um banco de resistores de forma que ela forneça um torque de carga de cerca de 4 N·m.

Durante os ensaios, com o intuito de preservar os equipamentos do laboratório e por questões de segurança durante o manuseio, algumas restrições foram impostas, considerando que os protótipos ainda não haviam sido acionados. A tensão máxima do barra-

Figura 62 – MSPIPs utilizadas nos ensaios para validação experimental e plataforma de acionamento.



(a) MSPIPs utilizadas.

(b) Plataforma de acionamento

Fonte: Elaborada pelo autor.

mento CC utilizada durante os ensaios foi limitada em 320 V devido o perigo de danificar o barramento CC do inversor. As amplitudes das tensões fornecidas pelo inversor pentafásico ficaram limitadas em 160 V. A velocidade de operação das máquinas adotada durante os ensaios foi de 900 rpm.

A seguir, nas próximas seções e subseções são apresentados os ensaios realizados nas MSPIPs, os resultados obtidos com o modelo e ensaios. Além disso, são feitas análises, avaliações e observações a respeito dos resultados.

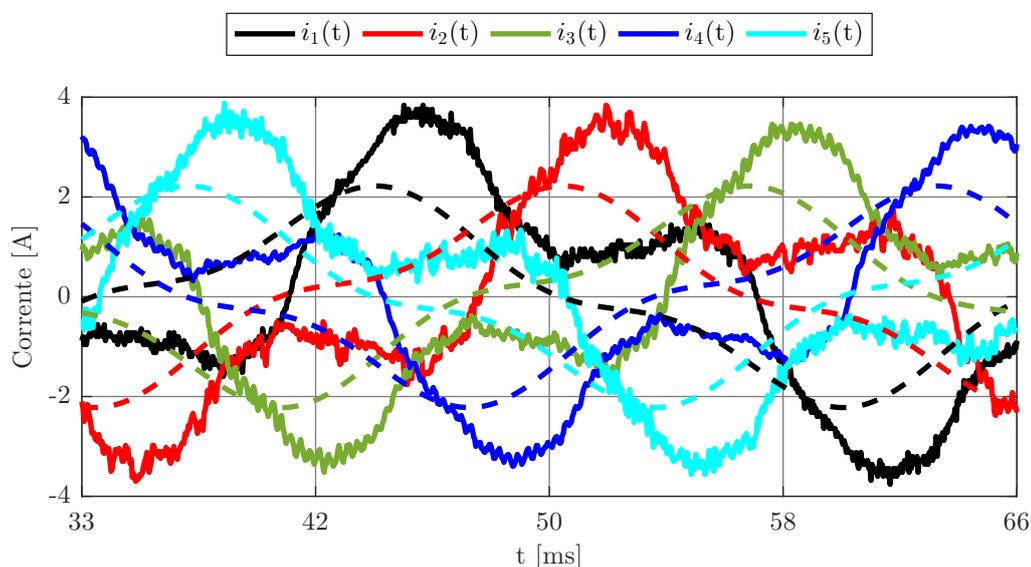
5.1 Ensaio como Motor

Nesta seção, os resultados obtidos com o modelo analítico desenvolvido no Capítulo 2 para as MSPIPs operando em regime permanente como motor sem falha são comparados com os resultados obtidos experimentalmente. Para tal, ensaios da Máquina 1 operando como motor em regime permanente sem falha foram realizados. A tensão de alimentação adotada durante os ensaios possui o formato senoidal, onde apenas a componente fundamental foi imposta. No entanto, devido o dispositivo utilizado no acionamento da máquina se tratar de um fonte chaveada, além da componente fundamental, outras componentes harmônicas de alta frequência são inseridas como resultado da comutação das

chaves eletrônicas. Através de um analisador de potência PA4000 da Tektronix, foi extraída a componente fundamental da tensão de entrada, sendo o seu valor igual a 156,7 V. Inserindo o valor da componente fundamental da tensão de entrada utilizada durante os ensaios no modelo desenvolvido na dissertação, as correntes de fase da máquina foram, então, obtidas. Na Figura 63 é mostrada uma comparação entre as correntes de fase da Máquina 1 obtidas com o modelo analítico e as correntes medidas nos ensaios. Se nota que as correntes obtidas com o modelo proposto apresentam uma grande discrepância em relação às medidas. Tendo em vista esta discrepância, foram feitas medições no laboratório que apontaram que a causa se deve ao fato de que a tensão induzida a vazio considerada no modelo analítico é diferente da tensão induzida a vazio medida nos ensaios. Este fator pode ser também comprovado pela Figura 64 que compara a forma de onda das tensões induzidas a vazio obtidas com análises com MEF e a medida durante os ensaios da Máquina 1. Também para comprovar, o espectro harmônico da tensão induzida a vazio na fase 1 é apresentado na Figura 65.

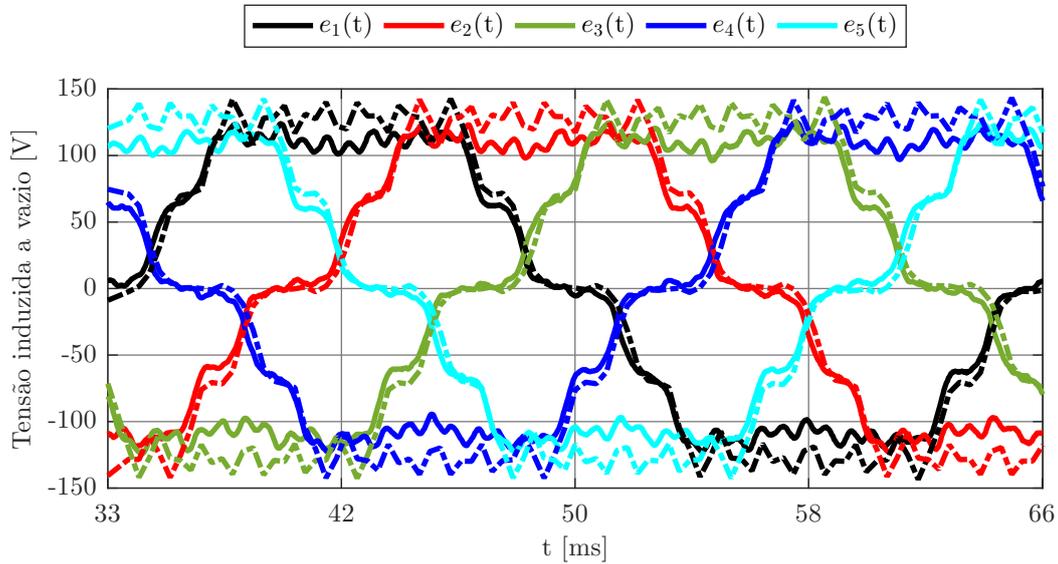
Observando a Figura 64 se verifica que as tensões induzidas a vazio obtidas com análises com MEF, aparentemente, são semelhantes as medidas durante os ensaios. No entanto, realizando uma análise do espectro harmônico da tensão induzida a vazio na fase 1, se nota que a componente fundamental e a componente de terceiro harmônico obtidas com as análises com MEF apresentam 13,5% e 58,3% de diferença em relação as medidas durante os ensaios, respectivamente. Esta diferença na tensão induzida a vazio é associada aos pontos de saturação apresentados pela máquina durante a operação

Figura 63 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas com o modelo analítico (linhas tracejadas) e com os ensaios (linhas sólidas) para a operação como motor com 50% da carga nominal, velocidade de 900 rpm e tensões de alimentação senoidais.



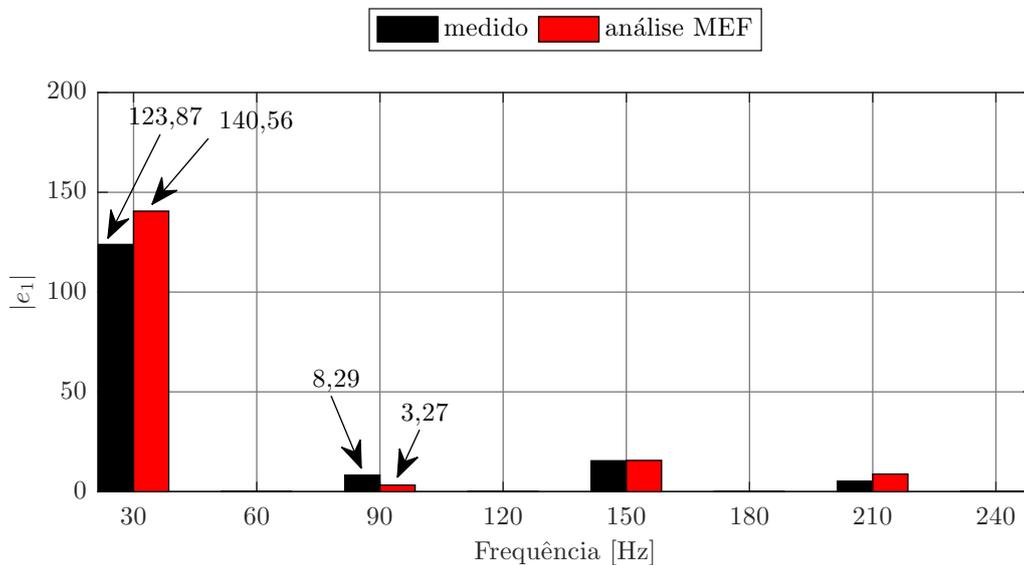
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 64 – Tensões induzidas a vazio da Máquina 1 medidas (linhas sólidas) e obtidas através de análises com MEF (linhas tracejadas) para a operação com velocidade de 900 rpm.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 65 – Espectro harmônico da tensão induzida a vazio na fase 1 da Máquina 1 para a operação com velocidade de 900 rpm.



Fonte: Elaborada pelo autor.

serem diferentes dos considerados durante as análises com MEF. Sabendo que a saturação da máquina depende da distribuição do campo em seu interior, pode-se concluir que a distribuição do campo no interior da máquina possui diferenças em relação àquela obtida com MEF. Tal comportamento ocorre devido a diferenças provavelmente ocasionadas

durante a construção do protótipo em relação ao considerado durante as análises com MEF. Deve-se ressaltar que este aspecto requer uma investigação mais profunda que está além do escopo desta dissertação. Portanto, para contornar esta diferença, o valor de tensão induzida a vazio medido durante os ensaios foi aplicado ao modelo analítico.

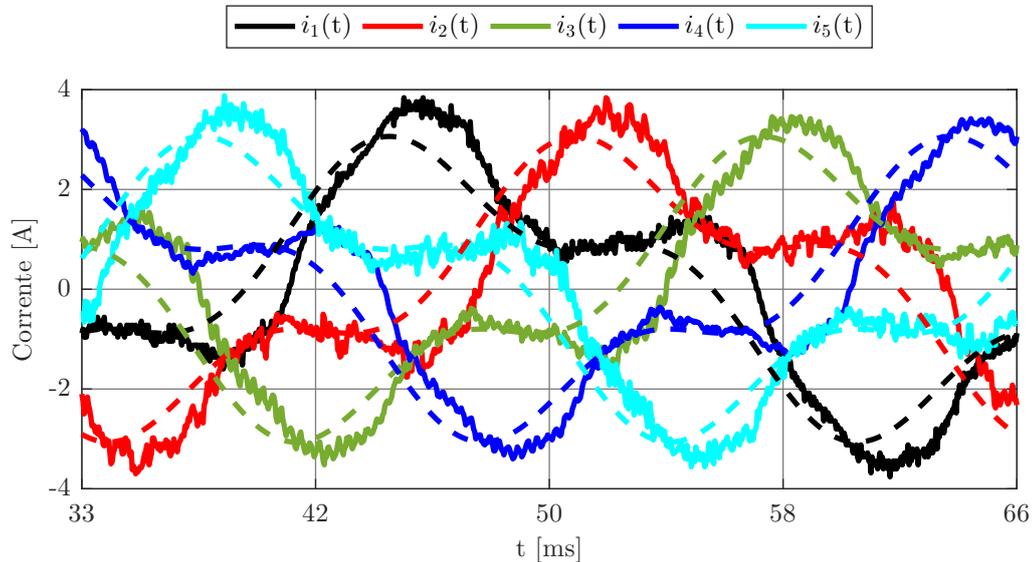
Realizando novas simulações do modelo com os valores de tensão induzida a vazio medidos, se obtém um novo conjunto de correntes de fase para a Máquina 1 operando em regime permanente normal, sendo este apresentado na Figura 66. Se observa que o novo conjunto de correntes é semelhante ao obtido durante os ensaios. A partir de uma análise do conteúdo harmônico, os fasores associados à componente fundamental e à componente de terceiro harmônico das correntes da Figura 66 foram determinados e os seus valores constam na Tabela 24. Através dos dados da tabela, pode-se constatar que as amplitudes da componente fundamental das correntes do modelo analítico apresentaram uma baixa diferença média percentual em relação as amplitudes da componente fundamental das correntes medidas durante os ensaios (3,7%), sendo a diferença média absoluta entre elas de 0,09 A. Por outro lado, a amplitude da componente de terceiro harmônico das correntes do modelo apresentou 32,1% de diferença média percentual em relação a componente de terceiro harmônico das correntes medidas durante os ensaios, porém em valores absolutos a diferença média entre elas é de 0,4 A. Para fins de validação, na Figura 67 é apresentada uma comparação entre a componente fundamental e componente de terceiro harmônico da corrente da fase 1 medida e a obtida com o modelo. Logo, fica visível que as amplitudes são similares, no entanto há uma pequena defasagem entre elas. Ademais, se verifica que a amplitude da componente fundamental e da componente de terceiro harmônico das correntes medidas durante os ensaios foram maiores que as obtidas com o modelo analítico.

A diferença citada pode ser atribuída à estimação das indutâncias (\tilde{L}_1 e \tilde{L}_3), uma vez que a saturação apresentada pela máquina durante a operação é maior provavelmente que a considerada durante as análises com MEF. Desta forma, os valores de indutâncias estimados com MEF são maiores do que os valores apresentados pela máquina. Por outro lado, para os ângulos de defasagem das correntes, a maior diferença média percentual entre os valores obtidos com o modelo em relação aos medidos durante os ensaios é de 24,9%, aproximadamente uma diferença média de 32° .

Finalmente, com base nas diferenças entre as correntes medidas e as obtidas com o modelo, pode-se afirmar que o conjunto de correntes obtidas com o modelo analítico proposto apresentou uma boa concordância em relação às medidas durante o ensaio, o que indica que o modelo é válido e capaz de reproduzir o comportamento da máquina na condição analisada.

Na sequência, na Tabela 25 pode ser observada a diferença entre o valor da potência de entrada, potência de saída e torque de saída medidos para a Máquina 1 em relação aos valores obtidos através do modelo. É importante destacar que o torque de saída da

Figura 66 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas com o modelo analítico com as tensões induzidas a vazio medidas (linhas tracejadas) e as medidas durante os ensaio (linhas sólidas) para a operação como motor com 50% da carga nominal, velocidade de 900 rpm e tensões de alimentação senoidais.



Fonte: Elaborada pelo autor.

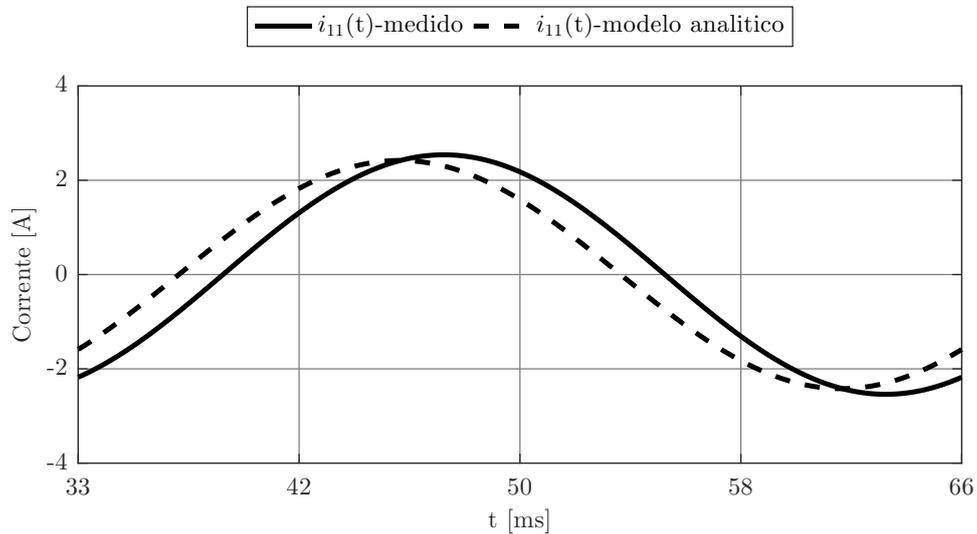
Tabela 24 – Comparação fasores de corrente da Figura 66. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	Medido [A]	Analítico [A]		Medido [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	2,54/ -149°	2,35/ -134°	\bar{I}_1^3	1,27/ -12°	0,84/ 20°
\bar{I}_2^1	2,40/ -222°	2,35/ -206°	\bar{I}_2^3	1,25/ 133°	0,84/ 164°
\bar{I}_3^1	2,26/ -292°	2,35/ -278°	\bar{I}_3^3	1,25/ -83°	0,84/ -51°
\bar{I}_4^1	2,25/ -362°	2,35/ -350°	\bar{I}_4^3	1,22/ 61°	0,84/ 92°
\bar{I}_5^1	2,37/ -432°	2,35/ -422°	\bar{I}_5^3	1,20/ -156°	0,84/ -123°
$\Delta\epsilon_1$		3,7%	$\Delta\epsilon_3$		32,1%
$\Delta\phi_1$		5,8%	$\Delta\phi_3$		24,9%

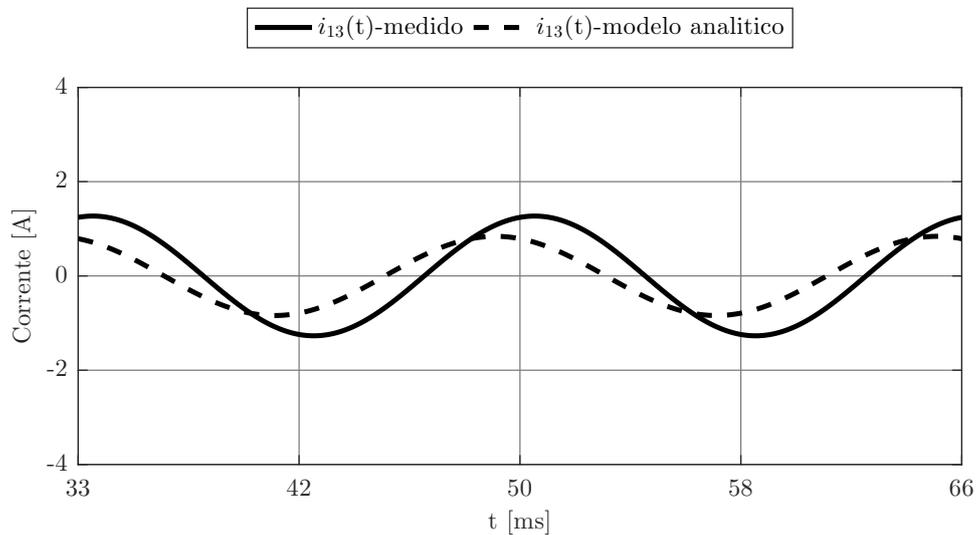
Fonte: Elaborada pelo autor.

Máquina 1 registrado durante os ensaios foi estimado, uma vez que não foram instalados ainda torquímetros nos eixos das máquinas. Assim, inicialmente, foi medida a potência de entrada da Máquina 1 para a operação sem carga, apenas com a Máquina 2 acoplada. Logo após, foram determinadas as perdas joule. Descontando da potência de entrada da Máquina 1 as perdas joule, se obtém a potência equivalente para as perdas mecânicas e

Figura 67 – Comparação entre a forma de onda da componente fundamental e componente de terceiro harmônico medida e a obtida com o modelo analítico para operação da Máquina 1 como motor com 50% da carga nominal, velocidade de 900 rpm e tensões de alimentação senoidais.



(a) Comparação entre a componente fundamental da corrente da fase 1 medida e a obtida com o modelo analítico.



(b) Comparação entre a componente de terceiro harmônico da corrente da fase 1 medida e a obtida com o modelo analítico.

magnéticas do conjunto (Máquina 1 e Máquina 2). Assumindo que as perdas magnéticas e perdas mecânicas apresentam pouca variação entre a condição sem carga e com 50% da carga nominal, é possível apresentar uma estimativa para o torque de saída da Máquina 1, onde se subtrai da potência de entrada da Máquina 1 medida durante os ensaios com

Tabela 25 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potências e torque de saída estimados através dos ensaios e obtidos com modelo analítico para a operação da Máquina 1 como motor, assumindo como referência os resultados obtidos com ensaios.

Grandeza	Modelo Analítico	Medido	Diferença (%)
P_i [W]	565	590	4,2
P_s [W]	434	379	14,5
T_s [N·m]	4,6	4	15

Fonte: Elaborada pelo autor.

carga o valor de potência associado as perdas magnéticas e mecânicas do conjunto e as perdas joule da Máquina 1 para a operação com carga. Ao final, dividindo o valor obtido pela velocidade de operação, se obtém o torque de saída estimado. Analisando os dados da tabela 25, se verifica que 15% foi o maior valor de diferença entre os valores estimados durante os ensaios em relação aos obtidos com o modelo. As diferenças apresentadas entre os valores obtidos com o modelo e os estimados através de valores de ensaios, ocorrem devido o modelo não considerar as perdas mecânicas e magnéticas da Máquina 2 acoplada na Máquina 1.

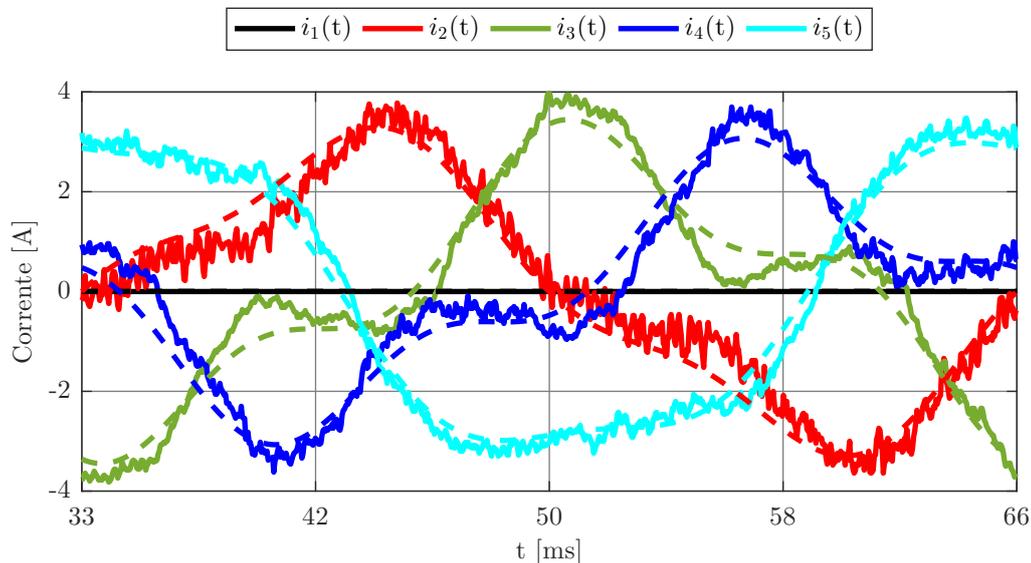
5.2 Ensaio como Motor sob Falha

Para validar experimentalmente o modelo analítico proposto na dissertação para as MSPIP operando em regime permanente sob falha, ensaios da Máquina 1 operando como motor sob falha foram realizados, onde se considerou que um defeito ocorre na fase 1 da máquina e resulta em sua abertura. As tensões de entrada aplicadas no modelo para a máquina sob falha são iguais às medidas durante os ensaios (157,9 V) e as tensões induzidas a vazio adotadas são iguais as medidas durante o ensaio, conforme mostradas na Figura 64. No que segue, os resultados obtidos com o modelo e os obtidos durante os ensaios são apresentados, sendo realizadas comparações e discussões a respeito destes.

As correntes obtidas com o modelo analítico e as medidas durante os ensaios são exibidas na Figura 68, onde se observa que o comportamento das correntes obtidas com o modelo proposto na dissertação é de fato muito similar ao medido nos ensaios. Além disso, conforme esperado, a componente fundamental das correntes do modelo e das medidas durante os ensaios da Máquina 1 sob falha aumentam em média cerca de 15,2% e 14,9% em relação as obtidas para a condição de operação sem falha, respectivamente. Isto ocorre devido o nível de carga da máquina para a condição sob falha ser mantido igual ao nível de carga da condição sem falha. Desta forma, a máquina tende a fornecer um valor de potência média semelhante ao da condição sem falha, ocasionando assim um aumento de corrente nas fases restantes.

Os fasores da componente de fundamental e da componente de terceiro harmônico

Figura 68 – Correntes de fase da Máquina 1 obtidas com o modelo analítico (linhas tracejadas) e com os ensaios (linhas sólidas) para a operação como motor com 50% da carga nominal, velocidade de 900 rpm, tensões de alimentação senoidais e uma fase aberta.



Fonte: Elaborada pelo autor.

das correntes do modelo analítico e dos ensaios são mostrados na Tabela 26, onde se observa que a maior diferença média percentual entre as amplitudes das correntes do modelo em relação as medidas durante os ensaios é de 30,8%, porém a diferença média em valor absoluto entre elas é de 0,3 A. Para os ângulo de defasagem do modelo tem-se 24,5% como maior valor de diferença em relação aos medidos durante os ensaios, o que corresponde a uma diferença média em graus de cerca de 13° . Na Tabela 27 são mostrados os valores médios para a potência de entrada, potência de saída e torque de saída da Máquina 1 operando como motor sob falha estimados através dos ensaios e obtidos com o modelo, onde se verifica que a maior diferença entre os resultados é 10,8%.

Com base nas comparações realizadas entre os resultados obtidos com o modelo e os resultados obtidos com os ensaios da Máquina 1 operando como motor sob falha, é possível afirmar que o modelo proposto apresentou bons resultados, visto que as diferenças percentuais registradas, no geral, foram baixas. Além disso, o comportamento das correntes obtidas com o modelo para a condição sob falha ficaram muito semelhantes aos das correntes medidas durante os ensaios. Os valores médios de potência de entrada, potência de saída e torque de saída também ficaram próximos. Assim, pode-se afirmar que o modelo proposto em conjunto com os parâmetros estimados das MSPIPs, pode ser utilizado como ferramenta de estudo e análise de MSPIPs operando como motor sob falha.

Tabela 26 – Comparação fasores de corrente da Figura 68. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	Medido [A]	Analítico [A]		Medido [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	0	0	0	0	0
\bar{I}_2^1	2,68/ $\underline{-110^\circ}$	2,85/ $\underline{-101^\circ}$	\bar{I}_2^3	0,74/ $\underline{-356^\circ}$	0,55/ $\underline{-364^\circ}$
\bar{I}_3^1	2,59/ $\underline{162^\circ}$	2,68/ $\underline{160^\circ}$	\bar{I}_3^3	1,27/ $\underline{160^\circ}$	0,85/ $\underline{170^\circ}$
\bar{I}_4^1	2,15/ $\underline{100^\circ}$	2,36/ $\underline{94^\circ}$	\bar{I}_4^3	1,21/ $\underline{-18^\circ}$	0,77/ $\underline{-32^\circ}$
\bar{I}_5^1	3,44/ $\underline{-9^\circ}$	3,27/ $\underline{-8^\circ}$	\bar{I}_5^3	0,67/ $\underline{125^\circ}$	0,48/ $\underline{140^\circ}$
$\Delta\epsilon_1$		6,2%	$\Delta\epsilon_3$		30,8%
$\Delta\phi_1$		6,6%	$\Delta\phi_3$		24,5%

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 27 – Comparação e diferenças percentuais dos valores de potências e torque de saída estimados através dos ensaios e obtidos com modelo analítico para a operação da Máquina 1 como motor sob falha, assumindo como referência os resultados obtidos com ensaios.

Grandeza	Modelo Analítico	Medido	Diferença (%)
P_i [W]	530	551	3,8
P_s [W]	386	349	10,6
T_s [N·m]	4,1	3,7	10,8

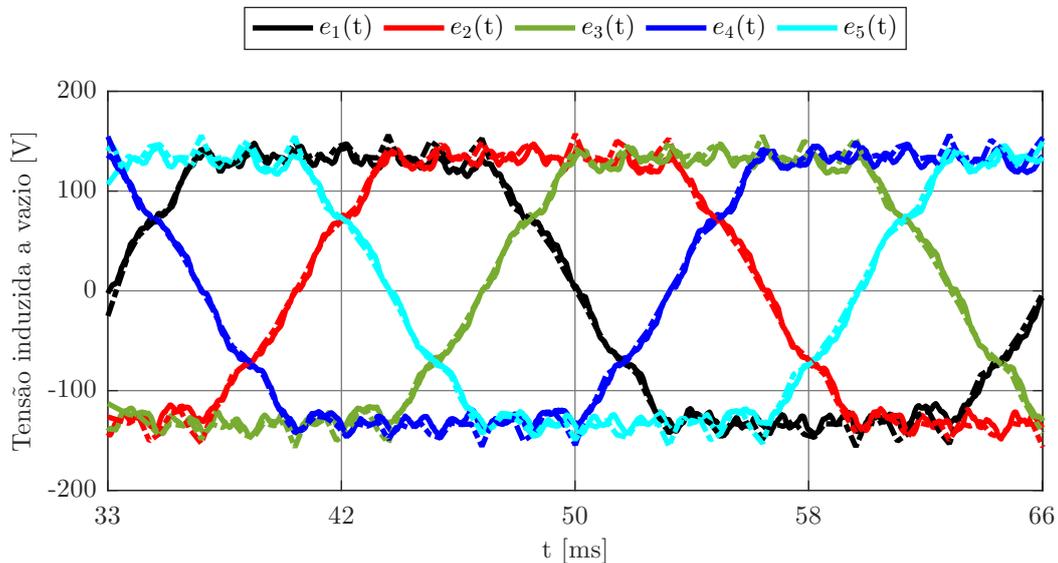
Fonte: Elaborada pelo autor.

5.3 Ensaio como Gerador

Nesta seção, para validar experimentalmente o modelo proposto na dissertação para a operação das MSPIPs como gerador normal sem falha, os resultados obtidos com o modelo são comparados com resultados obtidos através de ensaios. Para tal, foram realizados ensaios com a Máquina 2 operando como gerador sem falha com cargas resistivas de 160 Ω conectadas em série com cada fase da máquina.

Inicialmente, tendo em vista que o modelo analítico inclui, além da componente fundamental da tensão induzida a vazio, uma componente de terceiro harmônico, para realizar as simulações do modelo e comparar os resultados obtidos com os resultados obtidos através de ensaios, as respectivas amplitudes das componentes devem ser determinadas. Na Figura 69 são apresentadas as tensões induzidas a vazio da Máquina 2 estimadas com MEF (linhas pontilhadas) e as medidas durante os ensaios (linhas sólidas). Se observa que as tensões induzidas a vazio estimadas com MEF são muito semelhantes às medidas durante os ensaios. Na sequência, na Figura 70 é mostrado o espectro harmônico

Figura 69 – Tensões induzidas a vazio da Máquina 2 medidas (linhas sólidas) e obtidas através de análises com MEF (linhas sólidas) para a operação com velocidade de 900 rpm.



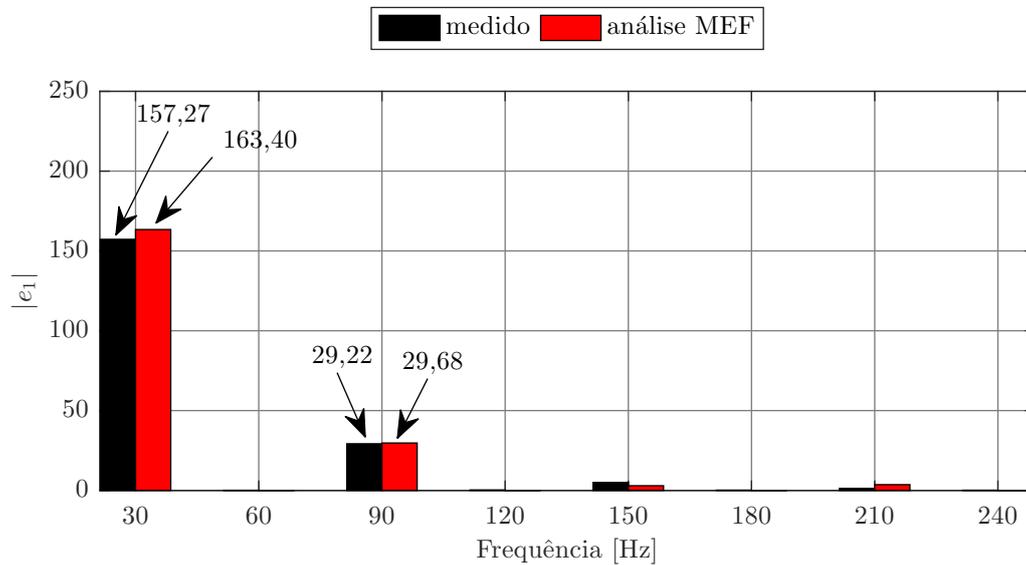
Fonte: Elaborada pelo autor.

da tensão induzida a vazio da fase 1, onde se verifica que a diferença da componente fundamental e a componente de terceiro harmônico da tensão induzida a vazio estimada com MEF em relação a medida durante os ensaios é de aproximadamente 3,9% e 1,5%, respectivamente.

Em contraste com a Máquina 1, neste caso, as tensões induzidas a vazio estimadas com MEF podem ser utilizadas no modelo, uma vez que elas estão em boa concordância em relação às tensões induzidas a vazio medidas. Na sequência, após definir a amplitude da componente fundamental e da componente de terceiro harmônico das tensões induzidas a vazio a serem utilizadas, simulações do modelo foram realizadas. O comportamento das correntes de fase da Máquina 2 operando como gerador sem falha pode ser observado na Figura 71. Neste caso, pode-se observar que as correntes obtidas com o modelo analítico apresentam um comportamento muito semelhante ao das correntes medidas durante os ensaios. No entanto, as correntes medidas nos ensaios possuem um grande conteúdo harmônico, enquanto as correntes do modelo possuem apenas a componente fundamental e a componente de terceiro harmônico. Este comportamento das correntes medidas ocorre devido a existência de harmônicas associadas ao efeito das ranhuras do estator, ranhuras do rotor, variação da saturação e possíveis distorções introduzidas pelo sistema de medição.

Portanto, para se estabelecer uma comparação entre as correntes medidas nos ensaios e as do modelo analítico, uma decomposição espectral usando a TRF foi feita, de onde os fasores associados à componente fundamental e à componente de terceiro harmônico das correntes medidas durante os ensaios e do modelo analítico foram extraídos e apresenta-

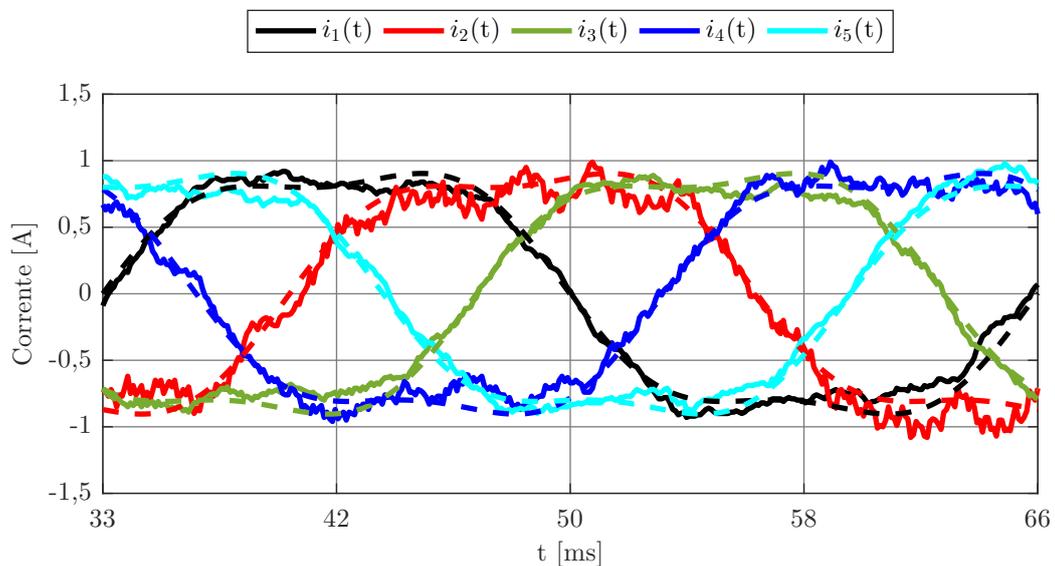
Figura 70 – Espectro harmônico da tensão induzida a vazio na fase 1 da Máquina 2 para a operação com velocidade de 900 rpm.



Fonte: Elaborada pelo autor.

dos na Tabela 28. A partir dos dados da tabela, é possível constatar que às amplitudes das correntes do modelo analítico apresentaram 11,2% como maior diferença média percentual em relação as amplitudes das correntes medidas nos ensaios. No entanto, destaca-se que a diferença média absoluta entre elas é 0,02 A, um valor extremamente baixo quando

Figura 71 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e dos ensaios (linhas sólidas) para a operação como gerador com velocidade de 900 rpm.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 28 – Comparação fasores de corrente da Figura 71. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	Medido [A]	Analítico [A]		Medido [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	0,96/ $\underline{-86^\circ}$	0,99/ $\underline{-91^\circ}$	\bar{I}_1^3	0,16/ $\underline{-100^\circ}$	0,18/ $\underline{-79^\circ}$
\bar{I}_2^1	0,97/ $\underline{-162^\circ}$	0,99/ $\underline{-163^\circ}$	\bar{I}_2^3	0,16/ $\underline{46^\circ}$	0,18/ $\underline{63^\circ}$
\bar{I}_3^1	0,92/ $\underline{-231^\circ}$	0,99/ $\underline{-235^\circ}$	\bar{I}_3^3	0,15/ $\underline{-168^\circ}$	0,18/ $\underline{-152^\circ}$
\bar{I}_4^1	0,95/ $\underline{-304^\circ}$	0,99/ $\underline{-307^\circ}$	\bar{I}_4^3	0,19/ $\underline{-388^\circ}$	0,18/ $\underline{-369^\circ}$
\bar{I}_5^1	0,96/ $\underline{-376^\circ}$	0,99/ $\underline{-379^\circ}$	\bar{I}_5^3	0,17/ $\underline{116^\circ}$	0,18/ $\underline{135^\circ}$
$\Delta\epsilon_1$	4,1%		$\Delta\epsilon_3$	11,2%	
$\Delta\phi_1$	2,1%		$\Delta\phi_3$	17,7%	

Fonte: Elaborada pelo autor.

comparado com a amplitude da componente fundamental.

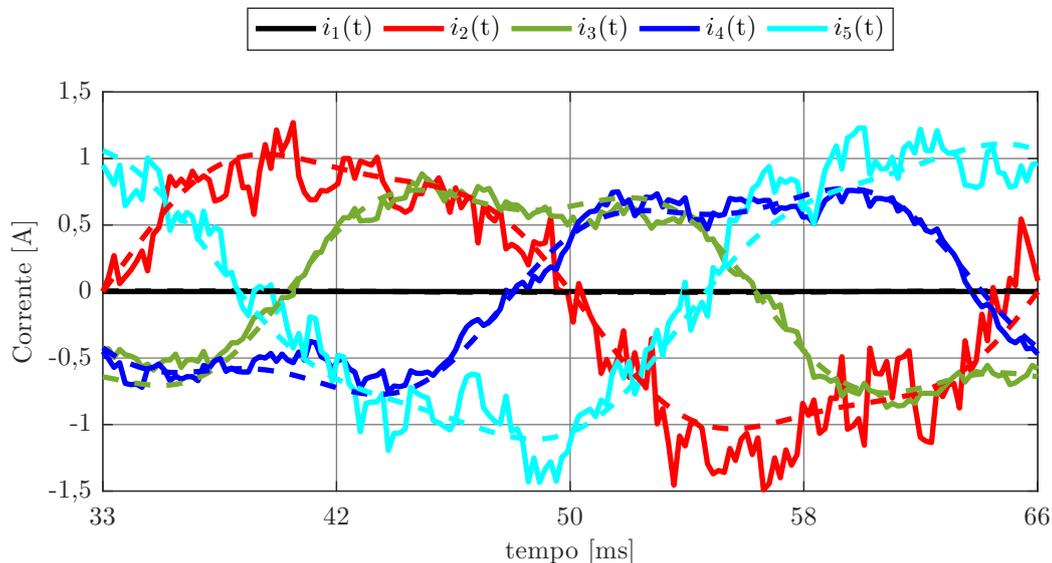
Para os ângulos de defasagem das correntes, o modelo analítico apresentou 17,7% como maior diferença percentual média em relação aos ângulos de defasagem das correntes medidas nos ensaios, onde a diferença média entre os ângulos de defasagem é 18°. Por fim, a potência de saída média medida durante os ensaios foi de 370 W e a obtida com o modelo foi de 366 W, sendo 4 W a diferença entre elas. Logo, a diferença entre a potência de saída obtida com o modelo em relação a medida é de apenas 0,01%.

Analisando os resultados comentados anteriormente, se concluí que o modelo analítico proposto na presente dissertação apresentou excelentes resultados para a operação da Máquina 2 como gerador em regime permanente sem falha, uma vez que os resultados ficaram muito próximos dos resultados medidos durante os ensaios e a diferença média percentual entre eles ficou abaixo de 12%. Portanto, pode-se afirmar que o modelo analítico proposto nesta dissertação também pode ser utilizado para o estudo e análise de MSPIPs operando como gerador com cargas resistivas conectadas em série.

5.4 Ensaio como Gerador sob Falha

Além de ensaios e simulações da Máquina 2 operando como gerador em regime permanente normal, também foram realizadas simulações e ensaios para a Máquina 2 operando em regime permanente como gerador sob falha. Nesta seção, são apresentadas comparações entre os resultados obtidos com o modelo analítico e com ensaios para a Máquina 2 operando como gerador sob falha. A configuração de carga e tensões induzidas a vazio utilizadas na operação como gerador sem falha é novamente utilizada aqui nas simulações e nos ensaios.

Figura 72 – Correntes de fase da Máquina 2 obtidas através do modelo analítico (linhas tracejadas) e dos ensaios (linhas sólidas) para a operação como gerador sob falha com velocidade de 900 rpm.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O comportamento das correntes de fase obtidas com o modelo e as medidas durante os ensaios para a Máquina 2 operando sob falha podem ser visualizadas na Figura 72. Pode-se observar que o comportamento das correntes obtidas com o modelo analítico é bastante similar ao das correntes medidas durante os ensaios da máquina. Além disto, os fasores associados à componente fundamental e à componente de terceiro harmônico das correntes de fase para a condição sob falha são determinados e apresentados na Tabela 29.

Analisando os valores presentes na Tabela 29, se verifica que 10,4% é o maior valor de diferença média percentual das amplitudes das correntes do modelo analítico em relação as amplitudes das correntes medidas nos ensaios. No entanto, a diferença média absoluta entre elas é de apenas 0,01 A. Para os ângulos de defasagem das correntes do modelo analítico se obteve 19% como maior diferença média percentual em relação os ângulos de defasagem das correntes obtidas durante os ensaios, onde a diferença média em graus entre eles é de 13°. Por fim, a potência de saída média obtida com o modelo analítico para a operação como gerador sob falha é de 322 W e a medida nos ensaios é de 363 W.

Ao final, através dos resultados medidos durante os ensaios da Máquina 2 operando como gerador sob falha, pode-se afirmar que o modelo analítico é capaz de reproduzir o comportamento de MSPIP operando como gerador com uma fase aberta, uma vez que os comportamentos das correntes foram semelhantes e as diferenças percentuais em relação aos resultados medidos nos ensaios foram inferiores a 13%. Portanto, o modelo desenvolvido na dissertação também pode ser utilizado para fins de estudo e análise de MSPIP operando como gerador sob falha.

Tabela 29 – Comparação fasores de corrente da Figura 72. \bar{I}_x^n - fasor de corrente da fase x da componente fundamental ($n = 1$) e terceiro harmônico ($n = 3$). $\Delta\epsilon_n$ - diferenças percentuais médias na amplitude dos fasores, assumindo como referência resultados das análises com MEF. $\Delta\phi_n$ - diferenças percentuais médias nos ângulos fasoriais.

	Medido [A]	Analítico [A]		Medido [A]	Analítico [A]
\bar{I}_1^1	0	0	\bar{I}_1^3	0	0
\bar{I}_2^1	1,08/ <u>-82°</u>	1,07/ <u>-86°</u>	\bar{I}_2^3	0,13/ <u>-126°</u>	0,16/ <u>-117°</u>
\bar{I}_3^1	0,78/ <u>-155°</u>	0,82/ <u>-160°</u>	\bar{I}_3^3	0,19/ <u>35°</u>	0,21/ <u>51°</u>
\bar{I}_4^1	0,74/ <u>113°</u>	0,78/ <u>107°</u>	\bar{I}_4^3	0,20/ <u>161°</u>	0,18/ <u>171°</u>
\bar{I}_5^1	1,10/ <u>37°</u>	1,11/ <u>33°</u>	\bar{I}_5^3	0,12/ <u>-55°</u>	0,13/ <u>-23°</u>
$\Delta\epsilon_1$		2,5%	$\Delta\epsilon_3$		10,4%
$\Delta\phi_1$		4,8%	$\Delta\phi_3$		23,4%

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.5 Considerações Finais

Nesta seção, o procedimento de validação experimental do modelo analítico proposto na dissertação para a operação de MSPIP como motor e gerador sem falha e com falha foi apresentado. Os resultados obtidos com o modelo analítico foram comparados com os resultados obtidos com os ensaios dos protótipos das MSPIPs. Ao final, se concluiu que o modelo proposto além de válido também pode ser utilizado para fins de estudos e análises de MSPIPs, uma vez que os resultados obtidos se mostraram similares aos observados durante os ensaios.

6 CONCLUSÕES

Neste trabalho foi apresentado e validado um modelo analítico capaz de representar o comportamento de MSPIP operando em regime permanente normal e sob falha, considerando componentes harmônicas na indução do entreferro. Para tal, dois protótipos com diferentes distribuições da indução no entreferro foram considerados. O primeiro deles, apresenta uma indução no entreferro aproximadamente senoidal, onde a componente fundamental é de 0,75 T, enquanto a componente de terceiro harmônico é de 0,02 T. Por outro lado, o segundo protótipo possui uma componente fundamental da indução no entreferro de 0,80 T e uma componente de terceiro harmônico de 0,17 T. Com objetivo de modelar ambos os protótipos, o modelo proposto no Capítulo 2 da dissertação considera que a indução no entreferro possui, além da componente fundamental, uma componente de terceiro harmônico. Neste capítulo final, os principais resultados e conclusões sobre o modelo analítico proposto nesta dissertação são apresentados e discutidos.

O modelo apresentado no Capítulo 2, possibilita a realização de análises sobre máquinas de ímãs permanentes pentafásicas operando em regime permanente normal e sob falha de uma fase. Além disso, devido a sua formulação incluir uma componente de terceiro harmônico na indução no entreferro, o modelo também permite que máquinas que possuem uma indução no entreferro composta por uma componente fundamental mais uma componente de terceiro harmônico possam ser estudadas. Deste modo, além da componente fundamental das correntes, a componente de terceiro harmônico pode ser obtida tanto para operação normal como para a condição sob falha. O comportamento do torque eletromagnético também pode ser avaliado para ambos regimes de operação. As transformações de coordenadas utilizadas no modelo proposto são as mesmas tanto para a operação em regime normal como para a operação sob falha. Desta forma, o modelo aqui proposto difere dos encontrados na literatura, onde transformações de coordenadas de Park e Park reduzida são utilizadas para descrever a máquina operando em regime normal e sob falha, respectivamente. Sendo assim, o modelo proposto aqui se mostrou como uma opção atrativa para fins de estudos e análises de MSPIP operando em regime permanente normal e sob falha. Ademais, também possibilita a definição de estratégias de controle.

No Capítulo 3, os parâmetros dos dois protótipos são determinados com o objetivo de testar o modelo proposto no Capítulo 2. As indutâncias das MSPIP foram estimadas através de dois modos para avaliar a sua aplicabilidade e acurácia para as máquinas estudadas. O primeiro método utiliza análises com MEF realizadas no *software Ansys-Maxwell*[®] para a determinação das indutâncias próprias e mútuas. Neste caso, os ímãs permanentes do rotor foram retirados ao decorrer do processo de estimação, eliminando assim a parcela de fluxo concatenado com as fases devido os ímãs permanentes no rotor, restando apenas a parcela de fluxo concatenado devido à corrente na fase alimentada. O segundo método utilizado para determinar as indutâncias, se baseia em análises com MEF aplicando o congelamento da permeabilidade magnética. Este método foi escolhido em razão da possibilidade de manter-se os ímãs permanentes no rotor durante o processo de cálculo e também devido à bons resultados indicados na literatura para máquinas trifásicas. A seguir, as resistências utilizadas no modelo foram estimadas considerando uma temperatura de média de operação de 105°, uma vez que internamente a temperatura das máquinas durante a operação ultrapassa a temperatura ambiente. As tensões induzidas a vazio dos protótipos foram estimadas através de análises com MEF realizadas no *software Ansys-Maxwell*[®]. Para se ter valores mais exatos de torque e potência fornecidos pelas máquinas, as perdas mecânicas e magnéticas das MSPIP foram estimadas, sendo os seus valores incluídos durante o balanço de potência. Ao final, tendo em vista que as indutâncias das máquinas foram estimadas através de dois modos, análises foram realizadas a fim de se determinar o conjunto de indutâncias mais adequado para descrever o comportamento dos protótipos. Para tal, foram realizadas análises com MEF no *software Ansys-Maxwell*[®] para a Máquina 1 operando em regime permanente sem falha. Através dos resultados obtidos, se observou que o conjunto de indutâncias estimados através do Método 1 apresentou excelentes resultados, visto que a diferença média percentual em relação aos resultados obtidos com MEF para as amplitudes das componentes harmônicas das correntes de fase ficaram abaixo de 15%. Além disso, os torques e potências do modelo apresentaram 3,6% como maior diferença percentual, tendo como referência os valores obtidos com MEF. Por outro lado, o Conjunto 2 de indutâncias apresentou resultados insatisfatórios. Apesar da amplitude da componente fundamental das correntes do modelo ter ficado próxima da obtida com MEF, a defasagem da componente fundamental, a amplitude e defasagem da componente de terceiro harmônico apresentaram uma grande diferença em relação aos valores obtidos com MEF, cerca de 64,8%, 25,6% e 56,4%, respectivamente. Através dos resultados obtidos com simulações do modelo com as indutâncias estimadas com o Método 1 e Método 2, se observou que a acurácia do modelo pode ser afetada com a utilização de valores de indutância inadequados. Por fim, baseado nos resultados obtidos, as indutâncias estimadas com o Método 1 foram, então, utilizadas ao decorrer do processo de validação do modelo.

A validação do modelo proposto nesta dissertação foi feita em duas etapas, validação

preliminar utilizando análises com MEF e validação através de ensaios experimentais com os protótipos. Desta forma, inicialmente, através de comparações entre os resultados obtidos com as análises com MEF e com o modelo, se verificou a acurácia do modelo. Para tal, foram realizadas análises com as máquinas operando em regime permanente como motor nas seguintes condições: 100% da carga nominal, 50% da carga nominal, alimentação aproximadamente trapezoidal (inclusão de uma componente de terceiro harmônico com 15% da amplitude da fundamental) e sob falha. Os resultados mostraram que o modelo é capaz de representar o comportamento das máquinas, uma vez que os resultados apresentados pelo modelo ficaram muito próximos dos obtidos com as análises com MEF para cada condição de operação considerada. Além da operação como motor, o modelo também foi avaliado para a operação como gerador em regime permanente normal e sob falha. A partir dos resultados obtidos, se verificou que o modelo apresentou também excelentes resultados para a operação como gerador, visto que os resultados ficaram muito próximos dos obtidos com as análises com MEF.

Por fim, o modelo proposto na dissertação foi validado experimentalmente, onde ensaios com os protótipos construídos foram realizados, sendo eles, ensaios da Máquina 1 operando como motor em regime permanente normal e sob falha, ensaios da Máquina 2 operando como gerador em regime permanente normal e sob falha. Inicialmente, comparando as correntes obtidas com o modelo e as medidas durante os ensaios, para a operação da Máquina 1 como motor sem falha com 50% da carga nominal em 900 rpm, se observou uma discrepância entre elas. Uma investigação detalhada mostrou que a tensão induzida obtida com as análises com MEF e a medida durante os ensaios apresentavam diferenças. Comparando o espectro harmônico da tensão induzida a vazio na fase 1 da máquina, se verificou que a componente fundamental e a componente de terceiro harmônico obtidas com as análises com MEF eram de 140,56 V e 3,27 V, respectivamente, enquanto as medidas durante os ensaios eram de 123,87 V e 8,29 V. Estas diferenças entre as componentes fundamentais e de terceiro harmônico podem ter ocorrido devido à saturação apresentada pela máquina ser diferente da considerada nas análises com MEF, sendo ela resultado de diferenças geométricas introduzidas durante a construção da máquina, magnetização dos ímãs permanentes e saturação das chapas utilizadas. A fim de se ter resultados mais exatos, as tensões induzidas a vazio medidas foram inseridas no modelo. Logo, novas correntes foram obtidas, sendo essas próximas das medidas durante os ensaios. Além disso, o valor da potência de entrada, potência de saída e torque de saída medidos apresentaram uma diferença pequena em relação aos valores obtidos com o modelo. Na sequência, foram realizados ensaios e simulações do modelo para a operação da Máquina 1 sob falha. A partir dos resultados obtidos, se verificou que o comportamento das correntes obtidas com o modelo é similar aos das medidas durante os ensaios. O valor da amplitude da componente fundamental obtida com o modelo apresentou uma baixa diferença média em relação às das correntes medidas nos ensaios (6,2%). Para a com-

ponente de terceiro harmônico das correntes, o modelo apresentou uma diferença média de 30,8% em relação à das correntes medida. Porém deve-se destacar que a diferença média absoluta é de 0,31 A. Da mesma forma, os valores médios da potência de entrada, potência de saída e torque de saída obtidos com o modelo são próximos dos medidos nos ensaios. Após analisar os resultados obtidos com o modelo e com os ensaios, é possível concluir que o modelo se mostrou capaz de fornecer valores semelhantes aos medidos nos ensaios. Portanto, o modelo proposto na dissertação pode ser utilizado para descrever o comportamento dos protótipos operando como motor em regime permanente normal e sob falha.

Por fim, foram feitos ensaios da Máquina 2 operando como gerador em regime permanente normal e sob falha. Analisando os resultados obtidos, constatou-se que as correntes fornecidas pelo modelo ficaram muito próximas das medidas durante os ensaios, tanto para a operação normal quanto para a operação sob falha. Logo, o modelo apresentou excelentes resultados para a operação como gerador em regime permanente normal e sob falha.

De forma geral, os objetivos propostos nesta dissertação foram atingidos, uma vez que o modelo desenvolvido mostrou-se capaz de representar ambos os protótipos operando em regime permanente como motor e gerador sem falha e sob falha, para diferentes condições de operação. Além disso, o conjunto de parâmetros concentrados estimado pode ser utilizados em conjunto com o modelo desenvolvido para estudos futuros das MSPIP.

6.1 Sugestões de Trabalhos Futuros

Baseado no que foi apresentado neste trabalho e nos resultados obtidos, propõe-se os seguintes temas para dar continuidade a trabalhos na área de modelagem de MSPIP:

- desenvolvimento de um método de estimação de parâmetros para as MSPIP, uma vez que foi encontrada uma dificuldade na determinação dos parâmetros das máquinas;
- inclusão de componentes harmônicas de ordem superior (acima da terceira) da indução do entreferro no modelo analítico proposto;
- estimação analítica das perdas magnéticas incluindo harmônicos e inclusão no modelo;
- desenvolver estratégias de controle em malha fechada utilizando o modelo proposto nesta dissertação;
- determinação dos parâmetros de MSIPPs para a condição sob falha e avaliar a diferença desses para a condição normal;

REFERÊNCIAS

ABB. **ABB Permanent Magnet (PM) Generators**. Acesso em: 20 de agosto 2022, Disponível em: <<https://new.abb.com/motors-generators/generators/generators-for-wind-turbines/permanent-magnet-generators>>.

ABDEL-KHALIK, A.; AHMED, S.; MASSOUD, A. Comparative evaluation of four quasi-square wave fed multiphase induction machines. *In: IECON ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY 37TH*, 2011, Melbourne. **Proceedings [...]** New York, 2011. p. 3476–3481.

ABI-TANNOUS, T. *et al.* A Study on the Temperature of Ohmic Contact to p-Type SiC Based on Ti₃SiC₂ Phase. **IEEE Transactions on Electron Devices**, New York, v. 63, n. 6, p. 2462–2468, 2016.

AL-BAYATI, A. M. S. *et al.* A comparative design and performance study of a non-isolated DC-DC buck converter based on Si-MOSFET/Si-Diode, SiC-JFET/SiC-schottky diode, and GaN-transistor/SiC-Schottky diode power devices. *In: NORTH AMERICAN POWER SYMPOSIUM (NAPS)*, 2017, Morgantown. **Proceedings [...]** New York, 2017. p. 1–6.

ATALLAH, K.; WANG, J.; HOWE, D. Torque-ripple minimization in modular permanent-magnet brushless machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 39, n. 6, p. 1689–1695, 2003.

BENVENUTI, R. A. **Plataforma para Simulação e Implementação de Técnicas de Controle de Máquinas de Indução Trifásicas e Pentafásicas**. 2014. 158 p. Dissertação de mestrado — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2014.

BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S. Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 38, n. 5, p. 1259–1265, 2002.

BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S.; PRÉDAI PRE, M. D. Impact of Stator Winding of a

Five-Phase Permanent-Magnet Motor on Postfault Operations. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 55, n. 5, p. 1978–1987, 2008.

BIANCHI, N. *et al.* Innovative remedial strategies for inverter faults in IPM synchronous motor drives. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 18, n. 2, p. 306–314, 2003.

BOLOGNANI, S.; ZORDAN, M.; ZIGLIOTTO, M. Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 47, n. 5, p. 1134–1141, 2000.

CAMARA, M. S. *et al.* Permanent Magnet Synchronous Generators for offshore wind energy system linked to grid-modeling and control strategies. *In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE AND EXPOSITION*, 2014, Antalya. **Proceedings [...]** New York, 2014. p. 114–118.

CAO, W. *et al.* Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA). **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 59, n. 9, p. 3523–3531, 2012.

CHAU, K. T.; CHAN, C. C.; LIU, C. Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 55, n. 6, p. 2246–2257, 2008.

CHEN, J. *et al.* Magnet-Frozen-Permeability FEA and DC-Biased Measurement for Machine Inductance: application on a variable-flux pm machine. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 65, n. 6, p. 4599–4607, 2018.

CHEN, Y. *et al.* Faults and Diagnosis Methods of Permanent Magnet Synchronous Motors: a review. **Applied Sciences**, Grass Valley, v. 9, p. 2116, 05 2019.

CHINCHILLA, M.; ARNALTES, S.; BURGOS, J. Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 21, n. 1, p. 130–135, 2006.

CHIRICOZZI, E.; VILLANI, M. Analysis of fault-tolerant five-phase IPM synchronous motor. *In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 2008, Cambridge. **Proceedings [...]** New York, 2008. p. 759–763.

CHU, W. Q.; ZHU, Z. Q. Average Torque Separation in Permanent Magnet Synchronous Machines Using Frozen Permeability. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 49, n. 3, p. 1202–1210, 2013.

DE LIMA PINHEIRO, M. **Acionamento de Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (MSIP) em Embarcações com Sistema de Propulsão Elétrica**. 2013. 154 p.

Dissertação de mestrado — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.

DE OLIVEIRA, J. P. J. **Geradores Síncrono a Ímãs Permanentes Aplicados a Aerogeradores**: modelagem, obtenção de parâmetro e validação laboratorial. 2018. 203 p. Dissertação de mestrado — Universidade de Brasília, Brasília, 2018.

DOGAN, H. *et al.* Multistatic Reluctance Network Modeling for the Design of Permanent-Magnet Synchronous Machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 49, p. 2347–2350, 05 2013.

DWARI, S.; PARSA, L. An Optimal Control Technique for Multiphase PM Machines Under Open-Circuit Faults. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 55, n. 5, p. 1988–1995, 2008.

DWARI, S.; PARSA, L. Open-circuit fault tolerant control of five-phase permanent magnet motors with third-harmonic back-EMF. *In*: ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS 34TH, 2008, Orlando. **Proceedings [...]** New York, 2008. p. 3114–3119.

DWARI, S.; PARSA, L. Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent-Magnet Motors With Trapezoidal Back EMF. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 58, n. 2, p. 476–485, 2011.

ERTUGRUL, N. *et al.* Fault tolerant motor drive system with redundancy for critical applications. *In*: IEEE 33RD ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. PROCEEDINGS (CAT. NO.02CH37289), 2002, Cairns. **Proceedings [...]** New York, 2002. v. 3, p. 1457–1462 vol.3.

EVSpecifications. **Electric vehicle specifications, electric car news, EV comparisons**. Acesso em: 01 de agosto 2022, Disponível em: <<https://www.evspecifications.com>>.

FAROOQ, H. *et al.* Modelling of Starting and Steady-State performance of Line Start Permanent Magnet Synchronous Motor using Reluctance Network. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES (ICEM), 2022, Valencia. **Proceedings [...]** New York, 2022. p. 226–231.

FEMM. **Frozen Permeability Benchmark**. Acesso em: 01 de junho 2022, Disponível em: <https://www.femm.info/wiki/FrozenBenchmark>.

GANDHI, A.; CORRIGAN, T.; PARSA, L. Recent Advances in Modeling and Online Detection of Stator Interturn Faults in Electrical Motors. **E Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 58, n. 5, p. 1564–1575, 2011.

GE. **This Massive Magnet Will Generate Power At America's First Offshore Windfarm**. Acesso em: 20 agosto 2022, Disponível em: <<https://www.ge.com>>.

GIERAS, J. F. **Permanent Magnet Motor Technology**. Boca Raton: CRC Press, 2010. 603 p.

HAAVISTO, M. *et al.* Time Dependence of Demagnetization and Flux Losses Occurring in Sintered Nd-Fe-B Permanent Magnets. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 46, n. 9, p. 3582–3584, 2010.

HE, C.; WU, T. Analysis and design of surface permanent magnet synchronous motor and generator. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, New York, v. 3, n. 1, p. 94–100, 2019.

HONSINGER, V. The Fields and Parameters of Interior Type AC Permanent Magnet Machines. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, New York, v. PAS-101, n. 4, p. 867–876, 1982.

HONSINGER, V. B. Permanent Magnet Machines: asynchronous operation. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, New York, v. PAS-99, n. 4, p. 1503–1509, 1980.

IFTIKHAR, M. H.; PARK, B.-G.; KIM, J.-W. Design and Analysis of a Five-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor for Fault-Tolerant Drive. **Energies**, Basel, v. 14, n. 2, 2021.

ISHIKAWA, T.; SEKI, Y.; KURITA, N. Analysis for Fault Detection of Vector-Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor With Permanent Magnet Defect. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 49, n. 5, p. 2331–2334, 2013.

JASIM, O. F. **An Extended Induction Motor Model for Investigation of Faulted Machines and Fault Tolerant Variable Speed Drives**. 2009. 257 p. Thesis (Doctor of Philosophy) — University of Nottingham, Nottingham, 2009.

KAMEL, T.; ABDELKADER, D.; SAID, B. Vector control of five-phase permanent magnet synchronous motor drive. *In*: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING (ICEE) 4TH, 2015, Boumerdes. **Proceedings [...]** New York, 2015. p. 1–4.

KHAN, M. A. S. K.; RAHMAN, M. A. Development and Implementation of a Novel Fault Diagnostic and Protection Technique for IPM Motor Drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 56, n. 1, p. 85–92, 2009.

KIM, W.-H. *et al.* Inductance Calculation in IPMSM Considering Magnetic Saturation. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 50, n. 1, p. 1–4, 2014.

LIANG, Z.; LIANG, D.; JIA, S. Inductance Calculation for the Symmetrical Non-Salient Dual Three-Phase PMSM Based on Winding Function Approach. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS) 21ST, 2018, Jeju. Proceedings [...]* New York, 2018. p. 269–274.

LUBIN, T. *et al.* Comparison Between Finite-Element Analysis and Winding Function Theory for Inductances and Torque Calculation of a Synchronous Reluctance Machine. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 43, n. 8, p. 3406–3410, 2007.

LULHE, A. M.; DATE, T. N. A technology review paper for drives used in electrical vehicle (EV) & hybrid electrical vehicles (HEV). *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL, INSTRUMENTATION, COMMUNICATION AND COMPUTATIONAL TECHNOLOGIES (ICCICCT), 2015, Kumaracoil. Proceedings [...]* New York, 2015. p. 632–636.

MIHAI, A. M. *et al.* Design and FEM analysis of five-phase permanent magnet generators for gearless small-scale wind turbines. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES, 2012, Marseille. Proceedings [...]* New York, 2012. p. 150–156.

MILLER, T. J. E. Single-Phase Permanent-Magnet Motor Analysis. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. IA-21, n. 3, p. 651–658, 1985.

MOMEN, F. *et al.* Electrical propulsion system design of Chevrolet Bolt battery electric vehicle. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE), 2016, Milwaukee. Proceedings [...]* New York, 2016. p. 1–8.

NAKAMURA, K.; ICHINOKURA, O. Dynamic simulation of PM motor drive system based on reluctance network analysis. *In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE 13TH, 2008, Poznan. Proceedings [...]* New York, 2008. p. 758–762.

NANDI, S.; TOLIYAT, H.; LI, X. Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors A Review. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 20, n. 4, p. 719–729, 2005.

- NEGAHDARI, A. *et al.* Efficiency Enhancement of Multiphase Electric Drives at Light-Load Operation Considering Both Converter and Stator Copper Losses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 34, n. 2, p. 1518–1525, 2019.
- NICOL, G. **Análise de Estratégias de Controle para Máquinas Pentafásicas Operando Sob Falha**. 2015. 96 p. Dissertação de mestrado — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2015.
- NICOL, G. **Modelagem de Máquinas de Indução Pentafásicas sob Falha Incluindo Harmônicas, Pulsação de Torque e Perdas**. 2020. 214 p. Tese de doutorado — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2020.
- PALMERO, E. M. *et al.* Magnetic-Polymer Composites for Bonding and 3D Printing of Permanent Magnets. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 55, n. 2, p. 1–4, 2019.
- PARSA, L.; HAO, L. Interior Permanent Magnet Motors With Reduced Torque Pulsation. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 55, n. 2, p. 602–609, 2008.
- PARSA, L.; KIM, N.; TOLIYAT, H. Field Weakening Operation of High Torque Density Five-Phase Permanent Magnet Motor Drives. *In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC MACHINES AND DRIVES*, 2005, San Antonio. **Proceedings [...]** New York, 2005. p. 1507–1512.
- PARSA, L.; TOLIYAT, H. A. Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Machines for Hybrid Electric Vehicle Applications. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, New York, v. 56, n. 4, p. 1546–1552, 2007.
- PARSA, L.; TOLIYAT, H. A. Sensorless Direct Torque Control of Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motor Drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 43, n. 4, p. 952–959, 2007.
- PARSA, L.; TOLIYAT, H. A.; GOODARZI, A. Five-Phase Interior Permanent-Magnet Motors With Low Torque Pulsation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 43, n. 1, p. 40–46, 2007.
- PARSA, L.; TOLIYAT, H. Fault-tolerant five-phase permanent magnet motor drives. *In: RECORD OF THE IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE 39TH IAS ANNUAL MEETING*, 2004, Seattle. **Conference [...]** New York, 2004. v. 2, p. 1048–1054 vol.2.
- PARSA, L.; TOLIYAT, H. Five-phase permanent-magnet motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 41, n. 1, p. 30–37, 2005.

PARSA, L.; TOLIYAT, H. Five-phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications. *In: IEEE ELECTRIC SHIP TECHNOLOGIES SYMPOSIUM, 2005.*, 2005, Philadelphia. **Proceedings** [...] New York, 2005. p. 371–378.

PEREIRA, L. A. *et al.* Unbalanced operation of five-phase induction machines using steady state symmetrical components - Part I: theoretical considerations. *In: IECON ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE IES 41ST, 2015, Yokohama.* **Proceedings** [...] New York, 2015. p. 001807–001812.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling of permanent magnet motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, New York, v. 35, n. 4, p. 537–541, 1988.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 25, n. 2, p. 265–273, 1989.

PYRHONEN, J. *et al.* **Design of Rotating Electrical Machines**. Hoboken: John Wiley & Son, 2013. 584 p.

RAFAQ, M. S.; JUNG, J.-W. A Comprehensive Review of State-of-the-Art Parameter Estimation Techniques for Permanent Magnet Synchronous Motors in Wide Speed Range. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, New York, v. 16, n. 7, p. 4747–4758, 2020.

RIBIERE, A. *et al.* Comparison of five-phase, six-phase and seven-phase fault tolerant electric drives. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS, ELECTRICAL DRIVES, AUTOMATION AND MOTION (SPEEDAM), 2022, Sorrento.* **Proceedings** [...] New York, 2022. p. 651–656.

RYU, H.-M.; KIM, J.-W.; SUL, S.-K. Synchronous-frame current control of multiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to open phases. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 42, n. 4, p. 1062–1070, 2006.

SAHU, S.; NAYAK, B.; DASH, R. N. Modeling and Vector Control of Five Phase Surface Permanent Magnet Synchronous Motor. *In: INNOVATIONS IN ENERGY MANAGEMENT AND RENEWABLE RESOURCES, 2021, Kolkata.* **Proceedings** [...] New York, 2021. p. 1–4.

SAUNDERS, R. M.; WEAKLEY, R. H. Design of Permanent-Magnet Alternators. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, New York, v. 70, n. 2, p. 1578–1581, 1951.

SCHMIDT, E.; SUSIC, M. Parameter evaluation of permanent magnet synchronous machines with tooth coil windings using the frozen permeabilities method with the finite

element analyses. *In: IEEE CANADIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING (CCECE) 25TH, 2012, Montreal. Proceedings [...]* New York, 2012. p. 1–5.

SCUILLER, F. Magnet Shape Optimization to Reduce Pulsating Torque for a Five-Phase Permanent-Magnet Low-Speed Machine. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 50, n. 4, p. 1–9, 2014.

SEBASTIAN, T.; SLEMON, G.; RAHMAN, M. Modelling of permanent magnet synchronous motors. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 22, n. 5, p. 1069–1071, 1986.

SNEESSENS, C. *et al.* Modelling and torque control of a five-phase permanent-magnet synchronous motor using tooth-concentrated winding technology. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ADVANCED ELECTROMECHANICAL MOTION SYSTEMS & ELECTRIC DRIVES JOINT SYMPOSIUM 8TH, 2009, Nord-Pas de Calais. Proceedings [...]* New York, 2009. p. 1–6.

TAO, T. *et al.* Simplified Fault-Tolerant Model Predictive Control for a Five-Phase Permanent-Magnet Motor With Reduced Computation Burden. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 35, n. 4, p. 3850–3858, 2020.

TARIQ, A. R.; NINO-BARON, C. E.; STRANGAS, E. G. Iron and Magnet Losses and Torque Calculation of Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Using Magnetic Equivalent Circuit. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 46, n. 12, p. 4073–4080, 2010.

THONGAM, J. S. *et al.* Trends in naval ship propulsion drive motor technology. *In: IEEE ELECTRICAL POWER & ENERGY CONFERENCE, 2013, Halifax. Proceedings [...]* New York, 2013. p. 1–5.

TIAN, B. *et al.* Decoupled Modeling and Nonlinear Speed Control for Five-Phase PM Motor Under Single-Phase Open Fault. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 32, n. 7, p. 5473–5486, 2017.

TIAN, B. *et al.* Fault-Tolerant Control of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor for Industry Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 54, n. 4, p. 3943–3952, 2018.

TIKHONOVA, O.; PLASTUN, A. Electromagnetic torque calculation of induction motor with ring windings by dint of ANSYS Maxwell. *In: NEW YORK, 2017, St. Petersburg and Moscow. Proceedings [...]* New York, 2017. p. 1600–1605.

TRABELSI, M.; SEMAIL, E.; NGUYEN, N. K. Experimental Investigation of Inverter Open-Circuit Fault Diagnosis for Biharmonic Five-Phase Permanent Magnet Drive. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, New York, v. 6, n. 1, p. 339–351, 2018.

WALKER, J.; DORRELL, D.; COSSAR, C. Flux-linkage calculation in permanent-magnet motors using the frozen permeabilities method. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 41, n. 10, p. 3946–3948, 2005.

WANG, J.; ATALLAH, K.; HOWE, D. Optimal torque control of fault-tolerant permanent magnet brushless machines. **IEEE Transactions on Magnetics**, New York, v. 39, n. 5, p. 2962–2964, 2003.

WANG, W. *et al.* Fault-Tolerant Control of Dual Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Under Open-Phase Faults. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 32, n. 3, p. 2052–2063, 2017.

WANG, Z. *et al.* A review of Permanent Magnet Synchronous Motor fault diagnosis. *In: IEEE CONFERENCE AND EXPO TRANSPORTATION ELECTRIFICATION ASIA-PACIFIC (ITEC ASIA-PACIFIC)*, 2014, Beijing. **Proceedings [...]** New York, 2014. p. 1–5.

WARD, E. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, London, v. 116, p. 980–984(4), June 1969.

WHITE, D. C.; WOODSON, H. H. **Electromechanical Energy Conversion**. Cambridge: The MIT Press, 1968. 646 p.

WU, J.; XU, Q.; XU, L. A Study on Winding MMF Harmonic and Vibration of Polyphase Motor. *In: POWER SYSTEM AND GREEN ENERGY CONFERENCE (PSGEC)*, 2021, Shanghai. **Proceedings [...]** New York, 2021. p. 732–737.

XU, L.; ZHAO, W.; LIU, G. Improved SVPWM Fault-Tolerant Control Strategy for Five-Phase Permanent-Magnet Motor. **Energies**, Basel, v. 12, n. 24, 2019.

ZANARDELLI, W. G.; STRANGAS, E. G.; AVIYENTE, S. Identification of Intermittent Electrical and Mechanical Faults in Permanent-Magnet AC Drives Based on Time Frequency Analysis. **IEEE Transactions on Industry Applications**, New York, v. 43, n. 4, p. 971–980, 2007.

ZHANG, X. *et al.* Nonlinear Speed Control for PMSM System Using Sliding-Mode Control and Disturbance Compensation Techniques. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 28, n. 3, p. 1358–1365, 2013.

ZHONG, L. *et al.* Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, New York, v. 12, n. 3, p. 528–536, 1997.

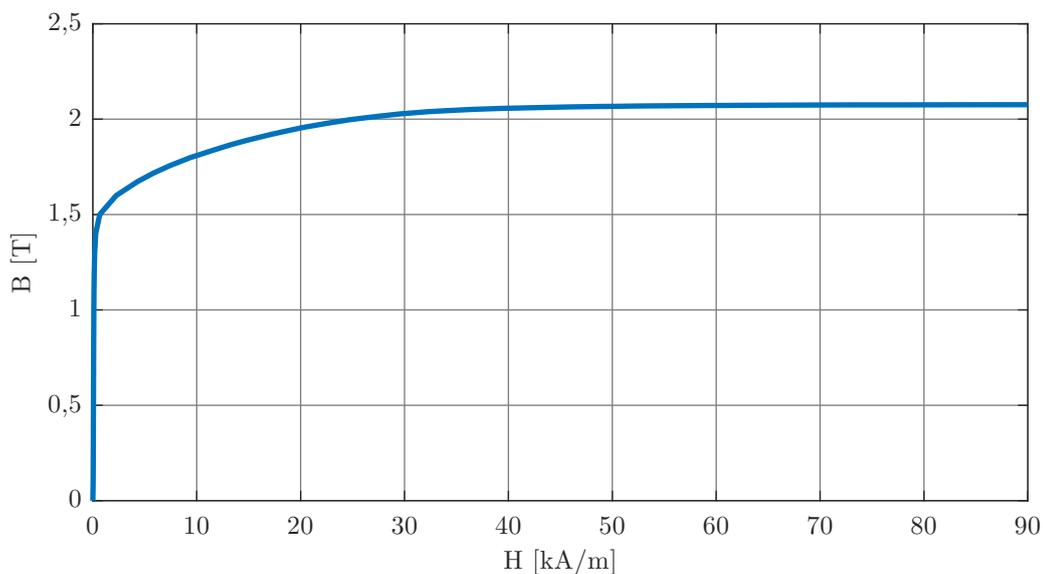
ZHU, Z.; HOWE, D. Winding inductances of brushless machines with surface-mounted magnets. *In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE RECORD*, 1997, Milwaukee. **Proceedings [...]** New York, 1997. p. WB2/2.1–WB2/2.3.

ZHU, Z.; HOWE, D. Influence of design parameters on cogging torque in permanent magnet machines. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, New York, v. 15, n. 4, p. 407–412, 2000.

APÊNDICE A - DADOS DOS PROTÓTIPOS ANALISADOS

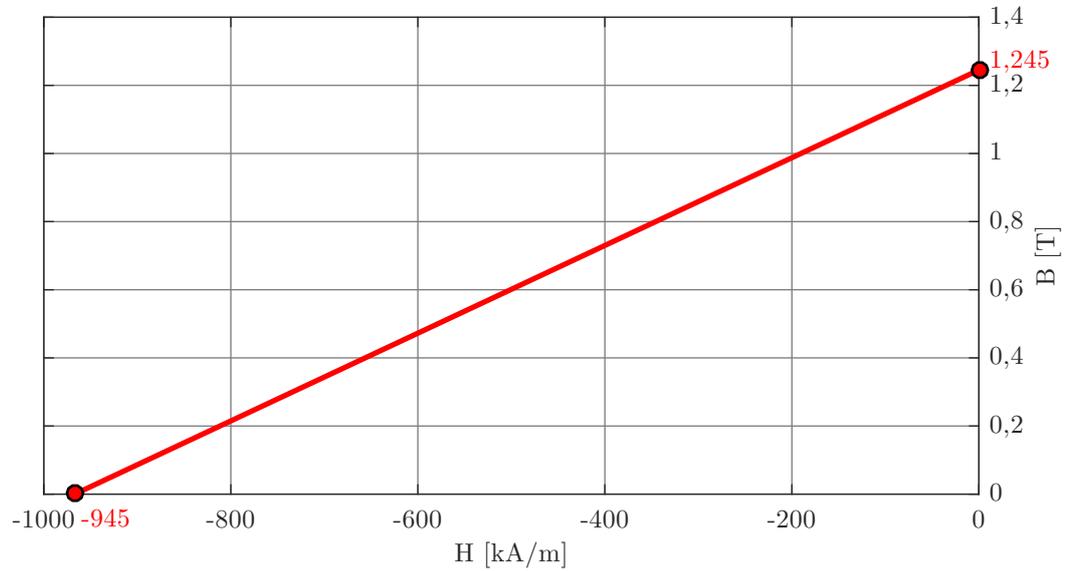
A curva de magnetização da chapa magnética utilizada nas MSPIPs é apresentada na Figura 73, enquanto que a curva de magnetização dos ímãs permanentes utilizados é apresentada na Figura 74. A curva de perdas das chapas magnéticas utilizadas pode ser visualizada na Figura 75. As principais dimensões geométricas do estator e do rotor dos protótipos das MSPIPs podem ser visualizadas nas Figura 76 e 77, respectivamente.

Figura 73 – Curva de magnetização chapas.



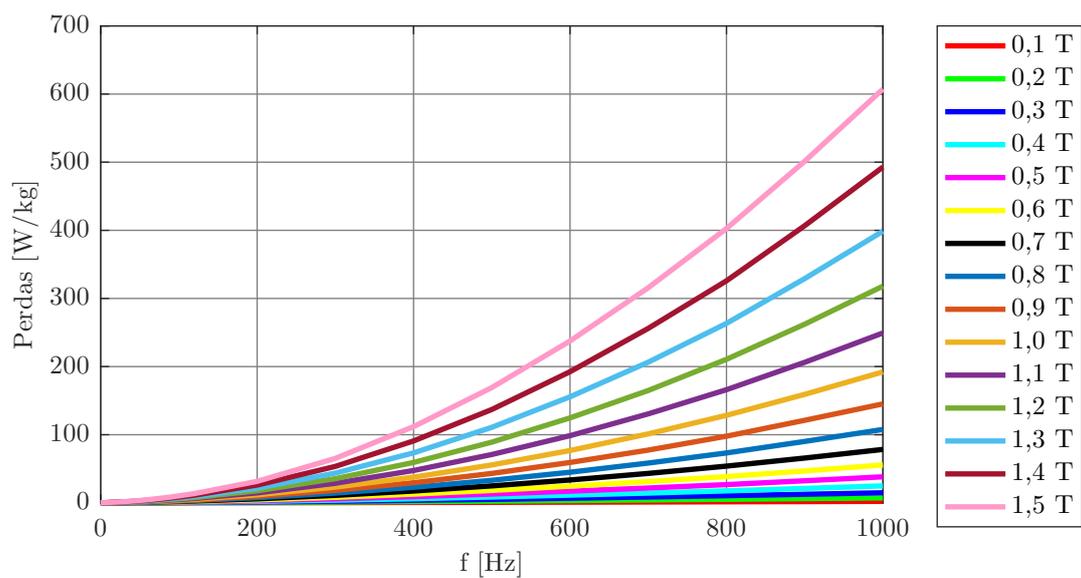
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 74 – Segundo quadrante da curva de magnetização dos ímãs.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 75 – Curva de perdas magnéticas das chapas.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 76 – Principais dimensões do estator dos protótipos construídos.

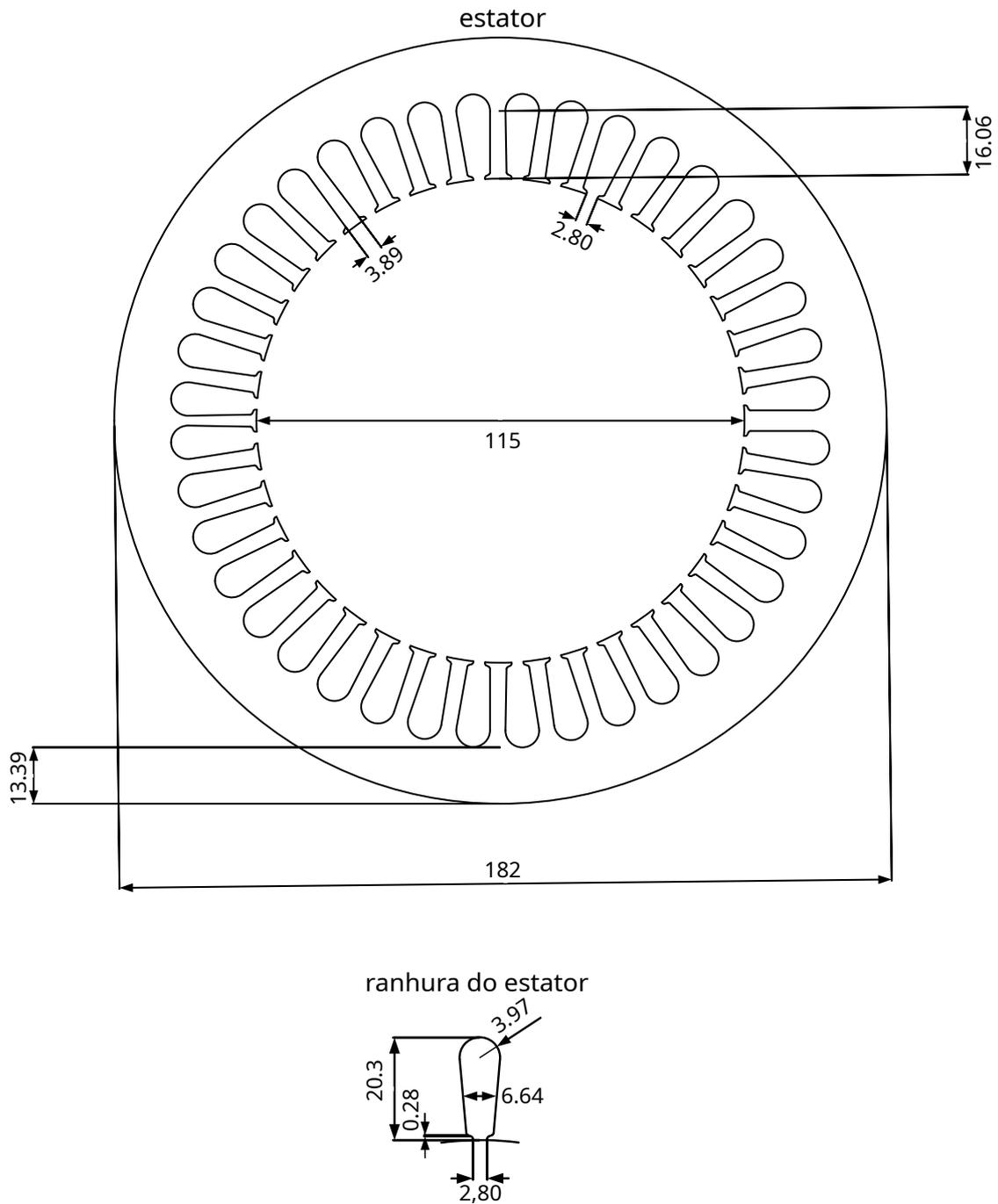
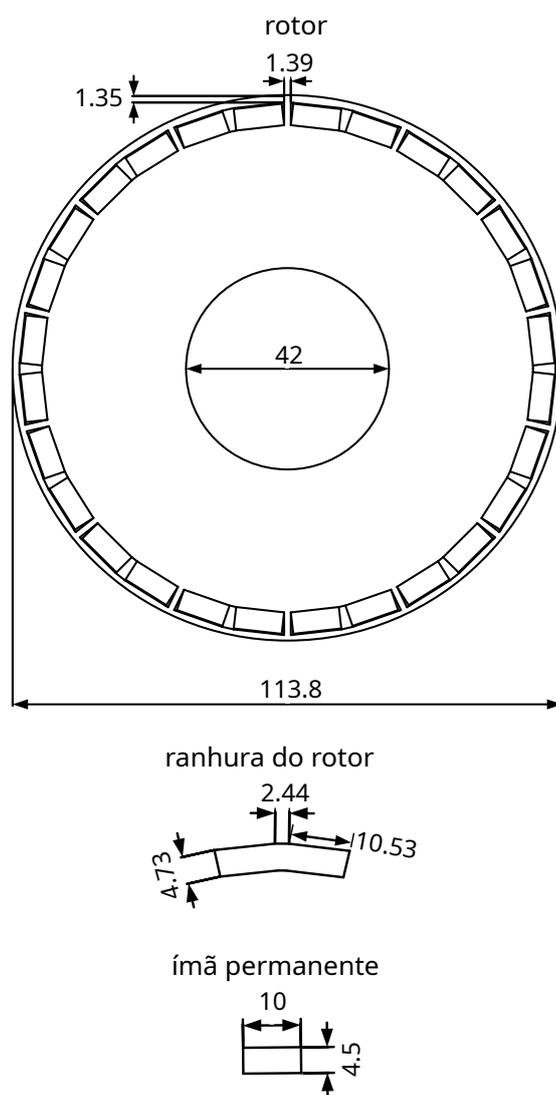


Figura 77 – Principais dimensões do rotor dos protótipos construídos.



APÊNDICE B - DETERMINAÇÃO DA TENSÃO FASE-NEUTRO DE MSPIP - CONEXÃO EM ESTRELA

Em MSPIPs conectadas em estrela sem condutor de neutro entre a fonte e a máquina, a tensão fase-neutro aplicada em seus terminais é diferente da tensão da fonte. Para fins de análise e estudo de MSPIPs se faz necessário determinar o valor da tensão fase-neutro aplicada em seus terminais. Neste apêndice, é descrito um método que pode ser utilizado para determinar a tensão fase-neutro de MSPIPs acionadas através de inversores ou transformadores pentafásico, sem o condutor de neutro e conexão em estrela. Neste caso, a corrente que circula entre o condutor de neutro da máquina e o da fonte pentafásica não existirá. No entanto, apesar da corrente de neutro ser igual a zero, a tensão de deslocamento de neutro v_{on} pode ser diferente de zero, conforme mostrado na Figura 10.

Desta forma, a tensão de deslocamento de neutro deve ser determinada. Para tal, inicialmente, é aplicada a Lei de Kirchhoff das tensões para cada fase da máquina, resultando no seguinte conjunto de tensões.

$$v_{1f}(t) = v_1(t) + v_{on}(t) \quad (83)$$

$$v_{2f}(t) = v_2(t) + v_{on}(t) \quad (84)$$

$$v_{3f}(t) = v_3(t) + v_{on}(t) \quad (85)$$

$$v_{4f}(t) = v_4(t) + v_{on}(t) \quad (86)$$

$$v_{5f}(t) = v_5(t) + v_{on}(t) \quad (87)$$

Considerando também que o somatório das correntes de fase da MSPIP é igual a zero, tem-se a seguinte relação:

$$i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) + i_4(t) + i_5(t) = 0 \quad (88)$$

Por outro lado, a tensão em uma fase x da MSPIP é dada por:

$$v_x(t) = R \cdot i_x(t) + \frac{d\psi_x(t)}{dt} \quad (89)$$

Somando-se (83) a (87), reescrevendo as tensões de fase da MSPIP de acordo com

(89) e considerando (88), se obtém:

$$v_{1f}(t) + v_{2f}(t) + v_{3f}(t) + v_{4f}(t) + v_{5f}(t) = \frac{d\psi_1(t)}{dt} + \frac{d\psi_2(t)}{dt} + \frac{d\psi_3(t)}{dt} + \frac{d\psi_4(t)}{dt} + \frac{d\psi_5(t)}{dt} + 5 \cdot v_{on}(t) \quad (90)$$

Para facilitar a análise, a expressão acima pode ser reescrita em termos de componente de sequência zero, conforme segue.

$$\sqrt{5} \cdot \tilde{v}_{0f}(t) = \sqrt{5} \cdot \frac{d\tilde{\psi}_0(t)}{dt} + 5 \cdot v_{on}(t) \quad (91)$$

Acima, \tilde{v}_{0f} representa a componente de sequência zero da tensão da fonte e $\tilde{\psi}_0$ a componente de sequência zero do fluxo concatenado.

Considerando que as indutâncias da máquina são constantes, a derivada da componente de sequência zero do fluxo concatenado é:

$$\frac{d\tilde{\psi}_0}{dt} = \tilde{L}_0 \cdot \frac{d\tilde{i}_0}{dt} + \tilde{e}_0, \quad (92)$$

onde \tilde{L}_0 é a componente de sequência zero das indutâncias, \tilde{i}_0 a componente de sequência zero da corrente e \tilde{e}_0 a componente de sequência zero da tensão induzida em vazio. Sabe-se que não existe conexão entre o condutor de neutro da máquina e o condutor de neutro da fonte pentafásica. Logo, não há um caminho para a circulação da componente de sequência zero das correntes de fase. Portanto, ela pode ser considerada igual a zero.

$$\tilde{i}_0 = 0 \quad (93)$$

Desta forma, a derivada da componente de sequência zero do fluxo concatenado pode ser escrita em termos da componente de sequência zero da tensão induzida em vazio. Sendo assim, a expressão (91) é reescrita como:

$$\sqrt{5} \cdot \tilde{v}_{0f} = \sqrt{5} \cdot \tilde{e}_0 + 5 \cdot v_{on} \quad (94)$$

Portanto, a tensão de deslocamento de neutro pode ser descrita em termos da componente de sequência zero das tensões da fonte pentafásica e da componente de sequência zero da tensão induzida em vazio.

$$v_{on} = \frac{\sqrt{5} \cdot \tilde{v}_{0f} - \sqrt{5} \cdot \tilde{e}_0}{5} \quad (95)$$

Através da expressão acima, a tensão de deslocamento de neutro pode ser calculada. Deste modo, as tensões fase-neutro nos terminais das MSPIPs podem ser determinadas a partir da subtração da parcela da tensão de deslocamento de neutro das tensões da fonte

pentafásica conforme mostra as expressões que seguem.

$$v_1(t) = v_{1f}(t) - v_{on}(t) \quad (96)$$

$$v_2(t) = v_{2f}(t) - v_{on}(t) \quad (97)$$

$$v_3(t) = v_{3f}(t) - v_{on}(t) \quad (98)$$

$$v_4(t) = v_{4f}(t) - v_{on}(t) \quad (99)$$

$$v_5(t) = v_{5f}(t) - v_{on}(t) \quad (100)$$

APÊNDICE C - CÁLCULO DOS PARÂMETROS DO MODELO PROPOSTO

Neste apêndice é apresentado o cálculo dos parâmetros necessários para estabelecer o modelo proposto na dissertação. É importante destacar que o procedimento de cálculo dos parâmetros mostrado aqui é válido para ambas as máquinas, porém a fim de não tornar o texto repetitivo e cansativo, ele será apresentado detalhadamente apenas para a Máquina 1. Ademais, os valores dos parâmetros de ambas as máquinas utilizados no modelo analítico proposto podem ser observados no Capítulo 3, seção 7, onde foi feita a validação de um conjunto de parâmetros para as máquinas.

C.1 Cálculo da Indutância de Dispersão das Cabeças das Bobinas

Para determinar o valor da indutância de dispersão das cabeças das bobinas é necessário determinar inicialmente o comprimento das cabeças das bobinas l_w e o fator de correção para a permeância do estator α_w . Para tal, pode-se utilizar a expressão (101), onde a relação $l_w \cdot \alpha_w$ é reescrita em termos do comprimento axial do fim das cabeças das bobinas l_{ew} , fator de correção para a permeância do comprimento axial das cabeças da bobina α_{lew} , extensão da bobina W_{ew} e fator de correção para a permeância do comprimento axial da bobina α_w (PYRHONEN *et al.*, 2013).

$$l_w \cdot \alpha_w = 2 \cdot l_{ew} \cdot \alpha_{lew} + W_{ew} \cdot \alpha_{ew} \quad (101)$$

Devido o formato das ranhuras do estator, foi adotado $\alpha_{lew} = 0,493$ e $\alpha_w = 0,074$ (PYRHONEN *et al.*, 2013). No que segue, será determinado l_{ew} através da seguinte expressão:

$$l_{ew} = 0,5 \cdot (l_{wm} - W_{ew}), \quad (102)$$

onde l_{wm} é o comprimento axial médio do fim das cabeças das bobinas.

Primeiramente, W_{ew} é calculado utilizando-se a seguinte expressão:

$$W_{ew} = \tau_{pm} - \tau_{um}, \quad (103)$$

no qual τ_{pm} é o passo polar para o diâmetro médio das cabeças das bobinas e τ_{um} é o passo de ranhura para o diâmetro médio das cabeças das bobinas. Os respectivos valores de τ_{pm} e τ_{um} são dados pelas relações (104) e (105), onde D_s é o diâmetro interno do estator e h_r a altura da ranhura.

$$\tau_{pm} = \frac{\pi \cdot (D_s + h_r)}{2 \cdot p} \quad (104)$$

$$\tau_{um} = \frac{\pi \cdot (D_s + h_r)}{N_s} \quad (105)$$

Sabe-se que os protótipos possuem $D_s = 115$ mm e $h_r = 19$ mm. Deste modo, inserindo os respectivos valores de D_s e h_r em (104) e (105), se obtém os valores de τ_{pm} e τ_{um} .

$$\tau_{pm} = \frac{\pi \cdot (115 + 19)}{2 \cdot 2} = 105 \text{ mm} \quad (106)$$

$$\tau_{um} = \frac{\pi \cdot (115 + 19)}{40} = 10,52 \text{ mm} \quad (107)$$

Substituindo os valores determinados acima em (103), se obtém o valor de W_{ew} .

$$W_{ew} = 105 - 10,52 = 94,98 \text{ mm} \quad (108)$$

Agora, o valor de l_{wm} é determinado. Para tal, a expressão que segue pode ser utilizada, sendo l_{sm} o comprimento médio de uma espira e l_s o comprimento axial.

$$l_{wm} = \frac{l_{sm} - 2 \cdot l_s}{2} \quad (109)$$

O comprimento médio de uma espira pode ser calculado através (110), no qual τ_p é o passo polar, F_{cb} é o fator de correção aplicado ao comprimento das cabeças do enrolamento e Q_p é o número de ranhuras sob um polo.

$$l_{sm} = 2 \cdot \left(l_s + \tau_p \cdot \frac{Y_b \cdot F_{cb}}{Q_p} \right) \quad (110)$$

Agora, o passo polar do estator τ_p pode ser calculado conforme a seguinte expressão.

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_s}{2 \cdot p} \quad (111)$$

Desta forma, substituindo $D_s = 115$ mm e $p = 2$, se obtém o seguinte valor para o passo polar do estator.

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot 115}{2 \cdot 2} = 90 \text{ mm} \quad (112)$$

A seguir o número de ranhuras sob um polo é dado por:

$$Q_p = q \cdot m \quad (113)$$

Inserindo $q = 2$ e $m = 5$ na expressão acima se obtém o número de ranhuras sob um polo.

$$Q_p = 2 \cdot 5 = 10 \quad (114)$$

Sabe-se que os protótipos possuem 4 polos e, assim, $F_{cb} = 1,5$ (PYRHONEN *et al.*, 2013).

Finalmente, substituindo em (110) os valores de l_s , τ_p , Y_b , F_{cb} e Q_p , se obtém o valor do comprimento médio de uma espira.

$$l_{sm} = 2 \cdot \left(60 + 90 \cdot \frac{10 \cdot 1,5}{10} \right) = 390 \text{ mm} \quad (115)$$

Inserindo os valores de l_{sm} e l_s na expressão (110), se obtém para l_{wm} :

$$l_{wm} = \frac{390 - 2 \cdot 60}{2} = 135 \text{ mm} \quad (116)$$

Agora, substituindo os valores de W_{ew} e l_{wm} em (102), tem-se para l_{ew} o seguinte valor.

$$l_{ew} = 0,5 \cdot (135 - 94,98) = 20 \text{ mm} \quad (117)$$

Inserindo em (101) os valores calculados de l_{ew} , $\alpha_{l_{ew}}$, W_{ew} , α_w , chega-se no seguinte valor:

$$l_w \cdot \alpha_w = 2 \cdot 20 \cdot 0,493 + 94,98 \cdot 0,074 = 27,10 \text{ mm} \quad (118)$$

Por fim, substituindo na expressão (60) os parâmetros calculados anteriormente, se determina o valor da indutância de dispersão das cabeças das bobinas, o qual foi usado na implementação do modelo.

$$L_w = \frac{4 \cdot 5}{40} \cdot 2 \cdot 296^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{27,10}{1000} = 2,98 \text{ mH} \quad (119)$$

C.2 Cálculo da Resistência de Fase dos Protótipos

Primeiramente, a resistência elétrica de fase da Máquina 1 para 20° C é determinada substituindo W_{st} , ρ_s , l_{sm} e S_{sc} em (71), de onde se obtém para R_{T_0} o seguinte valor:

$$R_{T_0} = \frac{W_{st} \cdot \rho_s \cdot l_{sm}}{S_{sc}} = \frac{296 \cdot 17 \cdot 10^{-9} \cdot 0,39}{5,03 \cdot 10^{-7}} = 3,47 \Omega \quad (120)$$

Porém, a temperatura média do enrolamento é, em geral, maior que 20°C durante a operação. Desta forma, é realizado uma correção no valor da resistência de fase da

Máquina 1, de acordo com a expressão (72). Considerando que a principal fonte de calor são as perdas joule do estator, o valor de T_f pode ser definido de acordo com a classe de isolamento dos condutores. Sabe-se que ambos os protótipos possuem classe F para a isolamento dos condutores, logo $T_f = 105^\circ\text{C}$. Portanto, inserindo $R_{T_0} = 4,22 \Omega$, $T_0 = 20^\circ\text{C}$ e $T_f = 105^\circ\text{C}$ na expressão (72), se obtém o valor de resistência de fase corrigido para a Máquina 1.

$$R = R_{T_0} \cdot [1 + \alpha \cdot (T_f - T_0)] = 3,47 \cdot [1 + 3,93 \cdot 10^{-3} \cdot (105 - 20)] = 4,63 \Omega \quad (121)$$

C.3 Cálculo do Momento de Inércia

Para determinar o momento de inércia das máquinas, é possível substituir apenas as dimensões do rotor da Máquina 1 na expressão (75), visto que de ambas as máquinas apresentam dimensões iguais para o rotor. Ademais, se considera que o cilindro é de aço magnético, sendo a densidade específica de cerca 7800 kg/m^3 . Portanto, o momento de inércia das máquinas é igual:

$$J_m = \frac{d \cdot l_s \cdot \pi \cdot R_r^4}{2} = \frac{7800 \cdot 60 \cdot \pi \cdot 57^4}{2} = 7,76 \cdot 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \quad (122)$$

C.4 Cálculo das Perdas Mecânicas

Para determinar a velocidade periférica do rotor, se considera que a máquina opera com frequência elétrica de 60 Hz. Portanto, substituindo $f = 60 \text{ Hz}$, $R_r = 57 \text{ mm}$ e $p = 2$ na expressão (78), se obtém a velocidade periférica.

$$u = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_r}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0,057}{2} = 10,72 \text{ m/s} \quad (123)$$

Tendo em vista que ambas as máquinas são do tipo fechada e possuem ventilador acoplado ao eixo, pode-se adotar $K_m = 15 \text{ W} \cdot \text{s}^2/\text{m}^4$ (PYRHONEN *et al.*, 2013; GIERAS, 2010). Portanto, inserindo $R_r = 57 \text{ mm}$, $l_s = 60 \text{ mm}$, $\tau_p = 90 \text{ mm}$, $u = 10,72 \text{ m/s}$ e $K_m = 15 \text{ W} \cdot \text{s}^2/\text{m}^4$ na expressão (77), se obtém o seguinte valor estimado de perdas mecânicas.

$$\begin{aligned} P_k &\cong K_m \cdot 2 \cdot R_r \cdot (l_s + 0,6 \cdot \tau_p) \cdot u^2 \\ P_k &\cong 15 \cdot 2 \cdot 0,057 \cdot (0,06 + 0,06 \cdot 0,09) \cdot 10,72^2 \cong 32,84 \text{ W}. \end{aligned} \quad (124)$$

C.5 Perdas Magnéticas Estimadas

As perdas magnéticas foram estimadas através de análises com elementos finitos realizadas no *software Ansys-Maxwell*[®], sendo consideradas apenas as perdas por correntes de Foucault P_c e histerese P_h .

Para cálculo das perdas o *software* utiliza as expressões clássicas de cálculo analítico que podem ser encontradas na literatura (PYRHONEN *et al.*, 2013; GIERAS, 2010), sendo elas mostradas no que segue, onde k_c é coeficientes de perdas por correntes de Foucault, k_h o coeficiente de perdas por histerese, \widehat{B}_m o máximo valor de indução e V_f o volume de ferro.

$$P_m = P_c + P_h \quad (125)$$

$$P_c = k_c \cdot \left(f \cdot \widehat{B}_m \right)^2 \cdot V_f \quad (126)$$

$$P_h = k_h \cdot f \cdot \widehat{B}_m^2 \cdot V_f \quad (127)$$

Os valores dos coeficientes de perdas por correntes de Foucault e de perdas por histerese utilizados durante as análises no *software Ansys-Maxwell*[®] para estimar as perdas magnéticas consideradas no modelo são dados pelos valores que seguem, sendo esses obtidos de (NICOL, 2020), uma vez que as características magnéticas das chapas utilizadas em tal estudo são iguais as das chapas utilizadas aqui.

$$k_c = 1,7 \text{ W}/(\text{T}^2 \cdot \text{Hz}^2 \cdot \text{m}^3)$$

$$k_h = 221,2 \text{ W}/(\text{T}^2 \cdot \text{Hz} \cdot \text{m}^3)$$

Deste modo, declarando os coeficientes das perdas magnéticas para o *software*, ele estima estas através de rotinas numéricas internas, onde inicialmente é estabelecida uma malha e a partir desta a máquina é dividida em triângulos, sendo o volume de cada um desses utilizados durante o processamento. Na sequência, são obtidos os valores de indução para cada triângulo da malha. Portanto, ao final, conhecendo os coeficientes, frequência, indução e volume total considerado, o *software* estima o valor total de perdas magnéticas. A Tabela 30 apresenta o valor das perdas magnéticas estimadas com as análises com MEF realizadas no *software Ansys-Maxwell*[®], de acordo com a alimentação, operação, porcentagem de carga nominal e máquina, sendo estes respectivos valores considerados no modelo analítico.

Tabela 30 – Valores médios para as perdas magnéticas consideradas no modelo analítico.

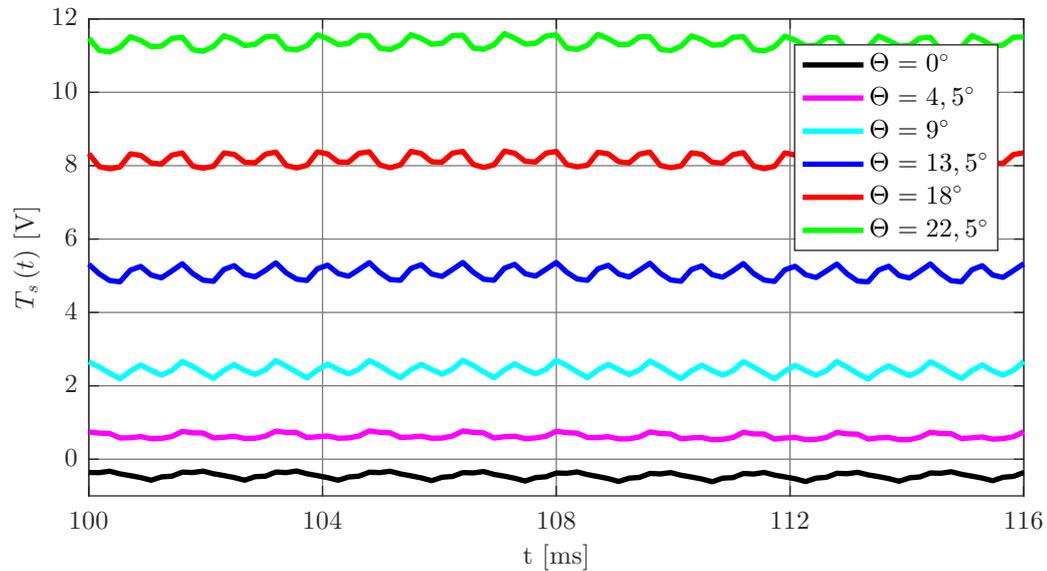
Alimentação	Operação	Carga nominal	MSPIPs	Valor [W]
Nominal	Motor sem falha	100%	Máquina 1	42,4
Nominal	Motor sem falha	100%	Máquina 2	50,9
Nominal	Motor sem falha	50%	Máquina 1	42,4
Nominal	Motor sem falha	50%	Máquina 2	51,3
Nominal	Motor com falha	100%	Máquina 1	43,9
Nominal	Motor com falha	100%	Máquina 2	52,0
Trapezoidal	Motor sem falha	100%	Máquina 1	43,4
Trapezoidal	Motor sem falha	100%	Máquina 2	49,3
Trapezoidal	Motor com falha	100%	Máquina 1	44,5
Trapezoidal	Motor com falha	100%	Máquina 2	51,4
-	Gerador sem falha	100%	Máquina 1	41,4
-	Gerador sem falha	100%	Máquina 2	48,1
-	Gerador com falha	100%	Máquina 1	43,6
-	Gerador com falha	100%	Máquina 2	48,9

APÊNDICE D - DETERMINAÇÃO DO ÂNGULO DE CARGA

Para determinar o ângulo de carga das MSPIPs foram realizadas análises com MEF no Software *Ansys-Maxwell*[®]. Para tal, se considerou que ambas as máquinas operam com velocidade constante e que a tensão aplicada é a tensão fase-neutro nos terminais da máquina. Desta forma, é possível manter constante a defasagem entre tensão de entrada e tensão induzida. Neste apêndice, o processo de determinação do ângulo de carga será descrito apenas para a Máquina 1, uma vez que o processo é o mesmo para a Máquina 2. Ademais, o ângulo de carga foi estimado de modo que o valor de potência e torque de saída da máquina fiquem próximos dos valores nominais (1,5 kW e 8 N·m). Para tal, foi variado o valor do ângulo de carga a fim de se obter um valor de torque de saída próximo do valor nominal. Na Figura 78 é apresentado o torque de saída da Máquina 1 para diferentes valores do ângulo de carga Θ . Analisando os resultados da figura, se nota que para $\Theta = 18^\circ$ o torque de saída da Máquina 1 é aproximadamente igual ao seu valor nominal. Portanto, pode ser assumido que 18° é o valor do ângulo de carga da Máquina 1, pois ele faz com que a máquina forneça aproximadamente potência nominal para a carga.

A fim de confirmar o valor do ângulo de carga e comprovar que o seu significado está de acordo com a teoria clássica para máquinas síncronas, ele será aqui analisado mais detalhadamente. Para tal, pode-se observar as respectivas posições e instantes em que a tensão de entrada é igual a zero e a tensão induzida é igual a zero. Neste caso, a escala de tempo da tensão de entrada é igual a tensão induzida. Na Figura 79 pode ser observado o instante em que a tensão de entrada da fase 1 é igual a zero. De acordo com a Figura 79, em aproximadamente 74,1 ms a tensão de entrada fase 1 atinge o valor igual a zero. Por outro lado, o instante em que a tensão induzida na fase 1 é igual a zero pode ser observado na Figura 80, a qual mostra que em cerca de 75 ms a tensão induzida na fase 1 é igual a zero. Conhecendo-se agora os instantes em que a tensão de entrada e tensão induzida são iguais a zero, pode-se observar a posição do rotor nestes respectivos instantes, conforme mostra a Figura 81. Esta figura mostra que no instante 74,1 ms, onde a tensão de entrada da fase 1 é igual a zero, o rotor está na posição de 90° . Por outro lado, no instante de 75 ms, momento em que a tensão induzida na fase 1 é igual a zero, o rotor está na posição de 100° . Desta forma, há aproximadamente 10° mecânicos de defasagem entre eles, o

Figura 78 – Torque de saída da Máquina 1 para diferentes valores de Θ .



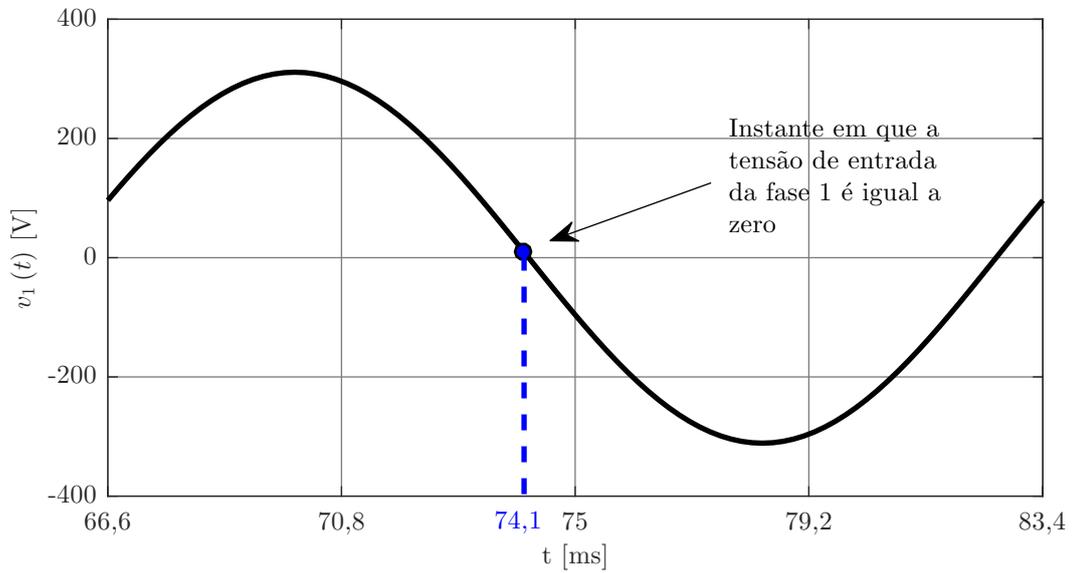
Fonte: Elaborada pelo autor.

que corresponde a 20° elétricos. Tendo em vista que o ângulo de carga adotado é 18° , há uma diferença de 2° em relação ao medido durante as análises. Isto ocorre devido o passo adotado durante as análises com MEF.

Além do método gráfico descrito acima utilizado para conferir o ângulo de carga, imagens do mapa de campo da máquina também podem ser utilizadas para visualizar o ângulo de carga. Na Figura 82 pode ser visualizado o mapa de campo da máquina para o instante onde a tensão de entrada da fase 1 é igual a zero, sendo a posição magnética do eixo do rotor indicada por P_0 . Sabe-se que quando o eixo magnético do rotor está alinhado com o eixo magnético da fase 1 do estator, a tensão induzida na fase 1 é igual a zero. Desta forma, na Figura 83 é mostrado a posição onde o eixo magnético do rotor está alinhado com o eixo magnético da fase 1 do estator, indicada por P_f . Consequentemente, neste instante a tensão induzida é zero. Portanto, se nota que o eixo magnético do rotor se deslocou da posição P_0 até a posição P_f cerca de 9° mecânicos, o que corresponde a 18° elétricos. Desta forma, o ângulo de carga observado é de 18° .

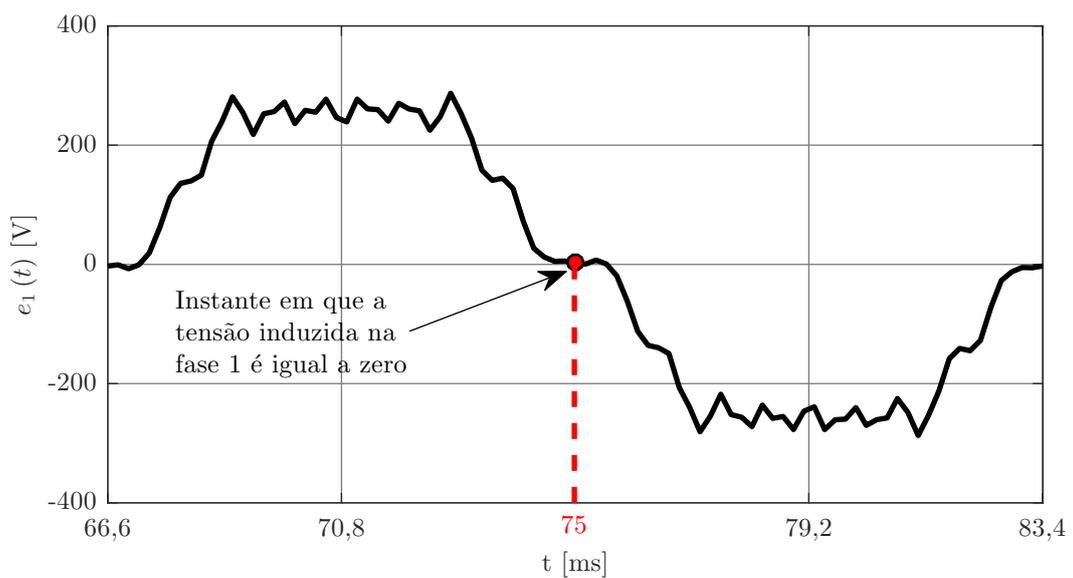
Portanto, neste apêndice, foi definido que 18° é o valor do ângulo de carga da Máquina 1 para que ela forneça valores de potência e torque próximos dos nominais. Além disso, através das análises realizadas, foi confirmado que o valor do ângulo de carga está de acordo com o esperado e seu significado está em concordância com o conteúdo mostrado pela teoria clássica de máquinas síncronas.

Figura 79 – Tensão da fase 1 do estator.



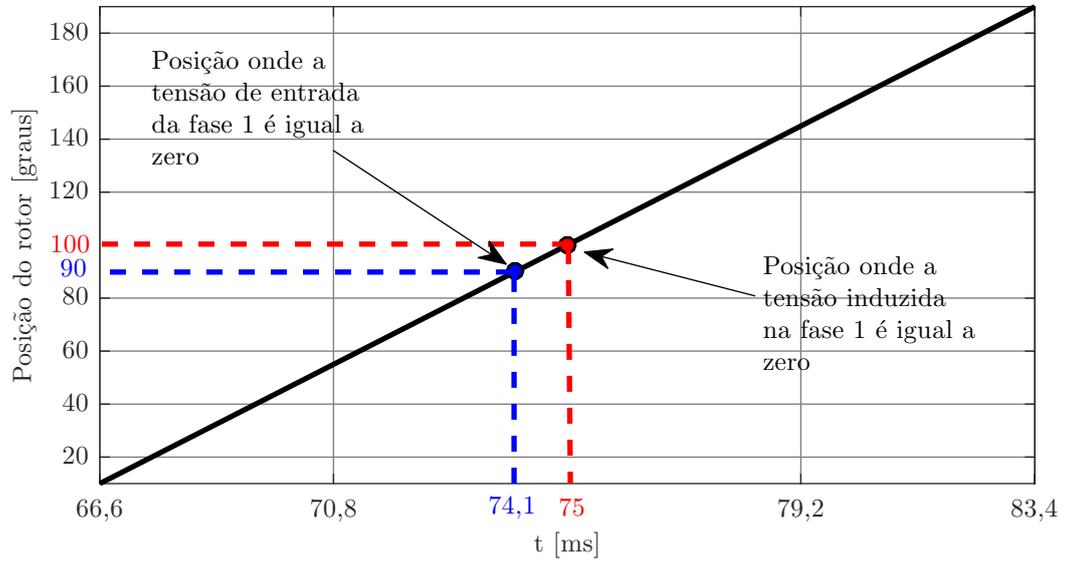
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 80 – Tensão induzida na fase 1 do estator.



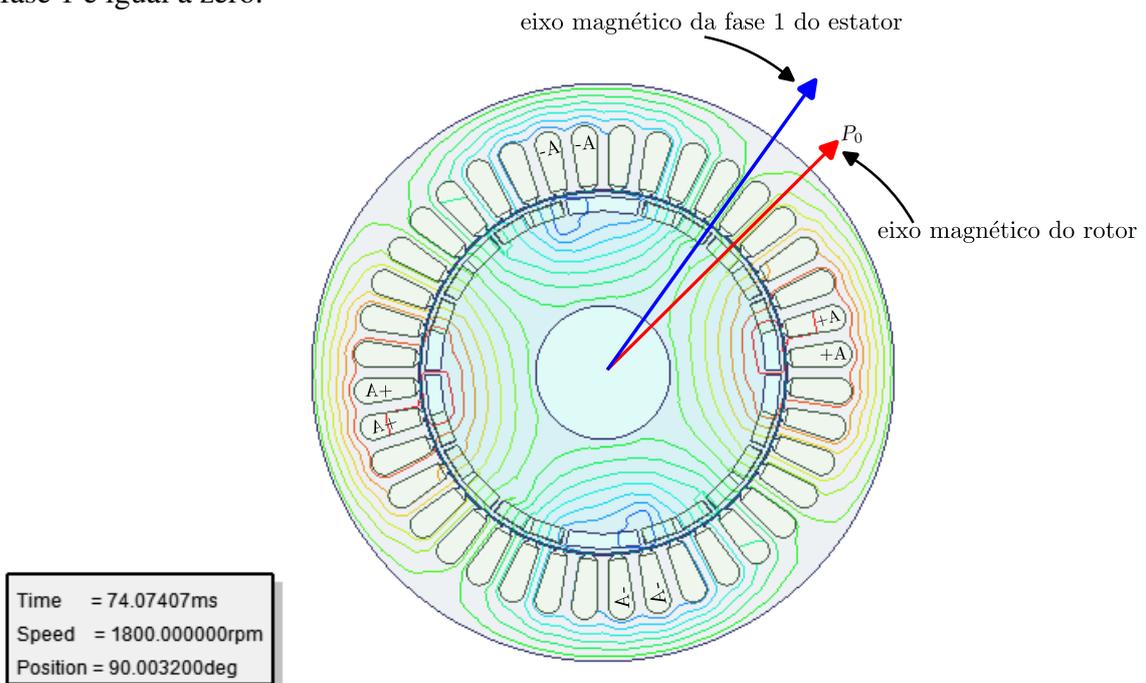
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 81 – Posição do rotor.



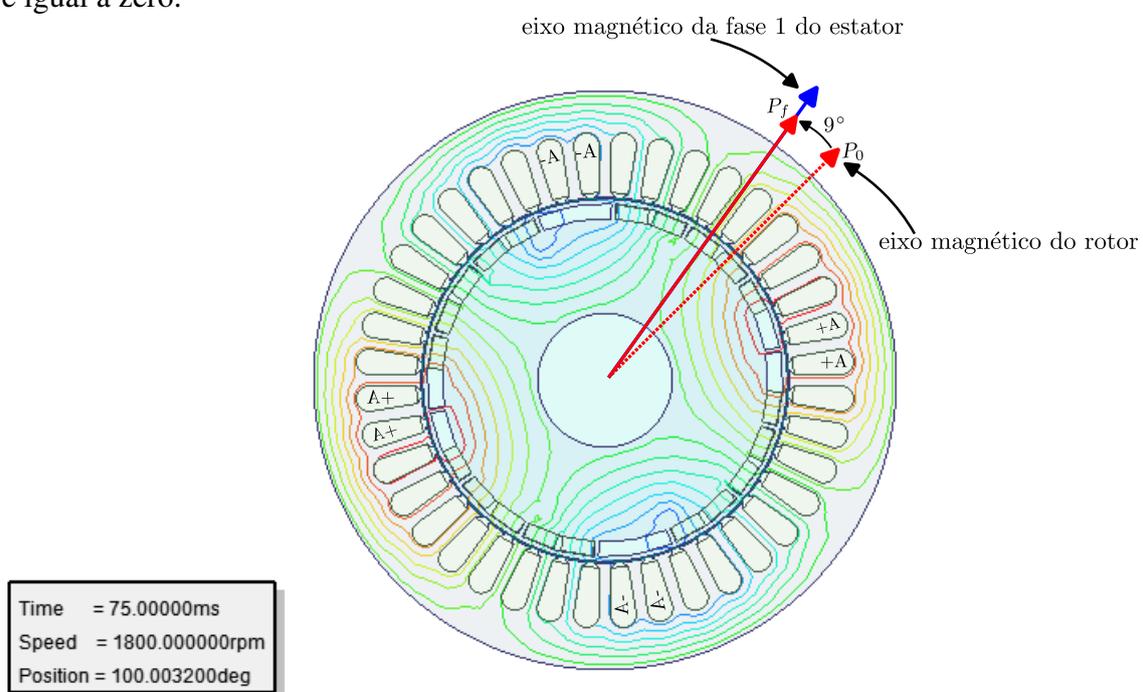
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 82 – Mapa de campo da Máquina 1 para a posição onde a tensão de entrada da fase 1 é igual a zero.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 83 – Mapa de campo da Máquina 1 para a posição onde a tensão induzida na fase 1 é igual a zero.



Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE E - ARTIGOS SUBMETIDOS DURANTE O DESENVOLVIMENTO DA DISSERTAÇÃO

Artigo 1: submetido ao periódico *Journal of Control, Automation and Electrical Systems (JCAES)*.

- Título: *Model of Five-phase Permanent Magnet Synchronous Machines including the Third-harmonic of the Airgap Induction.*
- Autores: Luís A. Pereira, Gabriel G. C. Branco, Guilherme Nicol, Rodrigo B. Tavares.
- Mês e ano: março de 2023.
- Classificação: Capes B1.

Artigo 2: submetido a *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*.

- Título: *Estimation of Electrical Parameters of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine Using Instantaneous Impedance.*
- Autores: Matheus Perin, Luís A. Pereira, Sérgio Haffner, Gabriel G. C. Branco, Ademir Nied, Dirceu P. Junior.
- Mês e ano: maio de 2023.