

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

RODRIGO BORGES TAVARES

**MODELAGEM DINÂMICA E ACIONAMENTO DE
ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES DE ÍMÃS
PERMANENTES**

Porto Alegre

2020

RODRIGO BORGES TAVARES

**MODELAGEM DINÂMICA E ACIONAMENTO DE
ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES DE ÍMÃS
PERMANENTES**

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 – Dispositivos Eletromagnéticos

ORIENTADOR: Dr. Paulo Roberto Eckert

Porto Alegre

2020

RODRIGO BORGES TAVARES

**MODELAGEM DINÂMICA E ACIONAMENTO DE
ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES DE ÍMÃS
PERMANENTES**

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. Paulo Roberto Eckert, UFRGS

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

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS

Doutor pela Cardiff University – Cardiff, País de Gales

Prof. Dr. Aurélio Tergolina Salton, UFRGS

Doutor pela The University of Newcastle – Newcastle, Australia

Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira, UFSM

Doutor pela Universidade de Santa Maria – Santa Maria, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva Junior

Porto Alegre, julho de 2020.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho ao meu pai, Adilson, à minha madrasta, Samoa, à minha irmã, Manuella, e aos meus avós, Admar e Eva.

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

Ao professor Paulo Roberto Eckert, por orientar com paciência e profissionalismo este trabalho.

Ao professor Aurélio Tergolina Salton, pela disponibilidade para tratar de assuntos relacionados a esta dissertação.

Aos colegas e profissionais do LMEAE, pelo auxílio nas tarefas desenvolvidas ao longo do curso. Em especial ao colega Igor Pasa, pelo apoio fornecido em diversas ocasiões, e ao bolsista Guilherme Porto, pela ajuda nos ensaios.

Aos colegas do PPGEE: Cláudia Theis, Danielle Madruga, Gederson Cruz, Igor Martins, Kauã Antunez e Luan Rodrigues. A amizade e o companheirismo dessas pessoas marcaram positivamente esta jornada.

À CAPES pela provisão da bolsa de mestrado.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo teórico, computacional e experimental sobre o desempenho dinâmico e o acionamento elétrico de atuadores lineares síncronos de ímãs permanentes. Inicialmente, uma modelagem dinâmica genérica de atuadores lineares é realizada no referencial trifásico e em função do número de condutores ativos da armadura. Assim, o modelo proposto é diretamente aplicável em máquinas com topologias planas ou tubulares e para diversos arranjos de ímãs permanentes utilizados no sistema de excitação de campo. Na sequência, através de uma transformação de coordenadas, um modelo não linear é expresso no referencial bifásico síncrono. A seguir, esse modelo é linearizado em torno de um ponto de operação. Um atuador de topologia tubular é escolhido para validação da modelagem matemática. Simulações computacionais via método de elementos finitos e testes experimentais são realizados, sendo os resultados obtidos comparados aos fornecidos pelos modelos analíticos desenvolvidos. Dessa forma, o equacionamento apresentado é validado no domínio do tempo e no domínio da frequência. Por fim, um acionamento em malha fechada baseado em orientação de campo é implementado no atuador tubular. Os ganhos proporcional e integral do controlador são calculados a partir da resposta temporal desejada e da constante de força do dispositivo.

Palavras-chave: Acionamento elétrico. Arranjo de quase-Halbach. Atuadores lineares. Atuador linear tubular. Atuador síncrono. Ímãs permanentes. Modelagem dinâmica. Resposta em frequência.

ABSTRACT

This work presents a theoretical, computational and experimental study on the dynamic performance and the electric drive of linear permanent magnet synchronous actuators. For this purpose, a generic dynamic modeling of linear actuators is performed initially on the three-phase reference frame as a function of the number of active conductors in the armature. Thus, the proposed model is directly applicable in flat or tubular machines with different arrangement of end magnets used in the field excitation system. Then, by a coordinate transformation, a non-linear model is expressed in the synchronous reference frame. This model is then linearized around an operating point. A tubular topology was chosen to validate the mathematical modeling. Numerical simulations using finite element method and experimental tests are performed and their results are compared to analytical models. Thus, the presented modeling is validated both in the time domain and in the frequency domain. Finally, a closed loop electric drive based on field orientation is implemented in the tubular actuator. The controller gains are calculated by means of the desired time response and the force constant of the device.

Keywords: Dynamic modeling. Electric drive. Frequency response. Long armature. Quasi-Halbach array. Permanent magnets. Synchronous actuator. Tubular linear actuator.

SUMÁRIO

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | INTRODUÇÃO | 19 |
| 1.1 | OBJETIVOS | 21 |
| 1.2 | JUSTIFICATIVAS | 22 |
| 1.3 | ORGANIZAÇÃO DO TEXTO | 24 |
| 2 | FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA | 25 |
| 2.1 | SISTEMAS DE REFERÊNCIA | 25 |
| 2.2 | ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES | 29 |
| 2.2.1 | Características Construtivas, Eletromagnéticas e Comerciais | 29 |
| 2.2.2 | Indutâncias Próprias e Mútuas | 32 |
| 2.2.3 | Modelo Dinâmico | 38 |
| 2.3 | TÉCNICAS DE CONTROLE | 40 |
| 2.4 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 43 |
| 3 | MODELAGEM DINÂMICA NO REFERENCIAL TRIFÁSICO | 44 |
| 3.1 | ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES: PLANOS <i>VERSUS</i> TUBULARES | 44 |
| 3.2 | SISTEMA DE EXCITAÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO | 45 |
| 3.3 | ENROLAMENTO TRIFÁSICO | 48 |
| 3.4 | TENSÃO INDUZIDA E FORÇA ELETROMAGNÉTICA | 51 |
| 3.4.1 | Método da Corrente Contínua: Constante de Força | 53 |
| 3.4.2 | Método da Corrente Alternada: Ondulação de Força | 53 |
| 3.5 | RESULTADOS E DISCUSSÕES | 54 |
| 3.5.1 | Modelo de Elementos Finitos | 55 |
| 3.5.2 | Análise Estática | 58 |
| 3.5.3 | Análise Dinâmica | 62 |
| 3.6 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 64 |
| 4 | MODELAGEM DINÂMICA NOS REFERENCIAIS BIFÁSICOS | 65 |
| 4.1 | INTRODUÇÃO | 65 |
| 4.2 | MODELO NO ESPAÇO DE ESTADO NÃO LINEAR | 67 |
| 4.3 | MODELO NO ESPAÇO DE ESTADO LINEAR | 69 |
| 4.4 | RESULTADOS E DISCUSSÕES | 71 |
| 4.4.1 | Análise no Domínio do Tempo | 71 |
| 4.4.2 | Análise no Domínio da Frequência | 74 |
| 4.5 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 76 |
| 5 | ACIONAMENTO DO ATUADOR TUBULAR | 78 |
| 5.1 | DESCRIÇÃO DA BANCADA DE TESTES | 78 |
| 5.2 | CONSTANTE DE FORÇA EXPERIMENTAL | 81 |
| 5.2.1 | Ensaio Estático | 81 |
| 5.2.2 | Ensaio Dinâmico | 81 |
| 5.3 | PROCESSO DE IDENTIFICAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA | 83 |
| 5.4 | ACIONAMENTO EM MALHA FECHADA | 88 |
| 5.4.1 | Fundamentação Teórica | 88 |
| 5.4.2 | Implementação | 91 |
| 5.5 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 93 |
| 6 | CONCLUSÃO | 94 |
| | REFERÊNCIAS | 98 |
| | APÊNDICE A: TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS | 103 |

| | |
|---|------------|
| APÊNDICE B: DIAGRAMAS DE BLOCOS UTILIZADOS NAS IMPLEMENTAÇÕES COMPUTACIONAIS E EXPERIMENTAIS | 106 |
| APÊNDICE C: RESULTADOS DE SIMULAÇÕES ATRAVÉS DO MEF E ENSAIOS EXPERIMENTAIS | 110 |

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Perspectiva dimétrica em corte axial do atuador linear tubular síncrono com duplo arranjo de quase-Halbach e armadura móvel..... | 22 |
| Figura 2 – Máquina rotativa síncrona com ímãs permanentes na superfície do rotor..... | 25 |
| Figura 3 – Sistemas de referência utilizados em máquinas elétricas trifásicas..... | 28 |
| Figura 4 – Máquina linear plana síncrona com ímãs permanentes na superfície da culatra; as linhas tracejadas verticais indicam a continuidade da armadura na direção axial... | 29 |
| Figura 5 – (a) Máquina síncrona rotativa convencional (b) máquina linear plana (c) vista frontal da máquina linear cilíndrica (d) vista lateral da máquina linear cilíndrica (e) vista lateral da máquina linear tubular..... | 30 |
| Figura 6 – (a) Motor linear síncrono da série LMX1E-C (b) mesa posicionadora da série LMX2E-CB5-CB8..... | 31 |
| Figura 7 – Regiões de operação de um servomotor linear; dimensões em milímetros..... | 32 |
| Figura 8 – Máquina linear cilíndrica: ímãs permanentes magnetizados na direção axial..... | 33 |
| Figura 9 – Indutâncias nos referenciais bifásico estacionário (L_α , L_β e $L_{\alpha\beta}$) e bifásico síncrono (L_d , L_q e L_{dq}) para $\Delta M_0 = 0$ | 34 |
| Figura 10 – Indutâncias nos referenciais bifásico estacionário (L_α , L_β e $L_{\alpha\beta}$) e bifásico síncrono (L_d , L_q e L_{dq}) para $\Delta M_0 \neq 0$ | 35 |
| Figura 11 – (a) Atuador linear plano com ranhuras e armadura curta (b) atuador linear plano com ranhuras e armadura longa..... | 37 |
| Figura 12 – (a) Armadura plana: núcleo ferromagnético com ranhuras (b) armadura tubular: carretel não ferromagnético sem ranhuras..... | 37 |
| Figura 13 – Sistemas de controle utilizados em máquinas CA..... | 40 |
| Figura 14 – Esquema de controle vetorial clássico..... | 41 |
| Figura 15 – (a) Malha de realimentação de velocidade (b) malhas de realimentação de posição e velocidade..... | 42 |
| Figura 16 – (a) Topologia tubular (b) topologia plana (c) componente fundamental da indução magnética produzida pelo arranjo de ímãs permanentes (curva preta) e componente fundamental da força magnetomotriz produzida pela fase a (curva azul); z_i é o eixo axial do sistema de referência inercial..... | 45 |
| Figura 17 – Distribuição de fluxo magnético no atuador linear tubular da Figura 16(a) para as seguintes relações: (a) $\tau_e/\tau_m = 0$ (b) $\tau_e/\tau_m = 0,5$ (c) $\tau_e/\tau_m = 1$ | 47 |
| Figura 18 – Vista planificada da fase b nos atuadores da Figura 16 (a) topologia tubular ($l = 2\pi R_{ag}$) (b) topologia plana ($l = L$)..... | 48 |
| Figura 19 – Tipo de enrolamento: (a) concentrado e de passo pleno ($q = 1$ e $\gamma = 0$ rad) (b) distribuído e de passo pleno ($q = 2$ e $\gamma = 0$ rad) (c) distribuído e de passo encurtado ($q = 2$ e $\gamma = \pi/6$ rad) (d) distribuído e de passo encurtado ($q = 2$ e $\gamma = \pi/3$ rad)..... | 51 |
| Figura 20 – Modelo de elementos finitos desenvolvido no pacote ANSYS Maxwell®..... | 55 |
| Figura 21 – Ambiente de cossimulação no pacote ANSYS Simplorer®; diagrama utilizado nas simulações apresentadas na Seção 4.4.1..... | 56 |
| Figura 22 – Número de lados ativos por fase em função da posição linear relativa para o seguinte tipo de enrolamento: $q = 1$ e $\gamma = 0$ rad..... | 57 |
| Figura 23 – Resultado obtido através do MEF com implementação do método da corrente de eixo quadratura para $i_q = 3,1$ A..... | 58 |

| | |
|---|-----|
| Figura 24 – Resultado obtido através do MEF com implementação do método da corrente de eixo quadratura: verificação da constante de força no intervalo $-44,4 \text{ mm} \leq z_r \leq 35,56 \text{ mm}$. | 60 |
| Figura 25 – Resultado obtido através do MEF com implementação do método da corrente de eixo quadratura: verificação da ondulação de força no intervalo $-40 \text{ mm} \leq z_r \leq 30 \text{ mm}$. | 60 |
| Figura 26 – Resultado obtido através do MEF com implementação do método da corrente contínua para $I_{cc} = 2 \text{ A}$. | 61 |
| Figura 27 – Tensão induzida para $v_r = -1 \text{ m/s}$: (a) $q = 1$ e $\gamma = 0 \text{ rad}$; (b) $q = 2$ e $\gamma = 0 \text{ rad}$; (c) $q = 2$ e $\gamma = \pi/6 \text{ rad}$; (d) $q = 2$ e $\gamma = \pi/3 \text{ rad}$. | 63 |
| Figura 28 – Simulação 1: resposta temporal das variáveis de estado considerando que a armadura está na posição inicial centralizada, isto é, $z_r(0) = -4,44 \text{ mm}$. | 73 |
| Figura 29 – Simulação 2: verificação da linearidade e do acoplamento das variáveis de estado. | 73 |
| Figura 30 – Tensão aplicada na entrada de eixo quadratura (v_q) e força eletromagnética (F_e) desenvolvida no arranjo de ímãs permanentes para: (a) $Vq = 15 \text{ V}$, $\omega q = 10 \text{ rad/s}$ (b) $Vq = 15 \text{ V}$, $\omega q = 50 \text{ rad/s}$ (c) $Vq = 15 \text{ V}$, $\omega q = 300 \text{ rad/s}$ (d) $Vq = 15 \text{ V}$, $\omega q = 1 \text{ krad/s}$ (e) $Vq = 15 \text{ V}$, $\omega q = 5 \text{ krad/s}$ (f) $Vq = 15 \text{ V}$, $\omega q = 30 \text{ krad/s}$. | 75 |
| Figura 31 – Comparação das respostas em frequência da função de transferência teórica $G_t(s)$ e da função de transferência identificada via método de elementos finitos $G_{MEF}(s)$. | 76 |
| Figura 32 – Bancada para realização dos ensaios experimentais. | 78 |
| Figura 33 – Topologia do inversor fonte de tensão. | 79 |
| Figura 34 – Circuito equivalente da modulação PWM senoidal. | 79 |
| Figura 35 – Formas de ondas ideais na modulação PWM senoidal. | 80 |
| Figura 36 – Ensaio dinâmico para levantamento da constante de força; simulado através de (70). | 82 |
| Figura 37 – Sinais de entrada e saída utilizados no processo de identificação da resposta em frequência. | 84 |
| Figura 38 – Resposta em frequência obtida através do processo de identificação. | 85 |
| Figura 39 – Resposta em frequência considerando o atraso de transporte e a ressonância mecânica. | 86 |
| Figura 40 – Acionamento em malha aberta: (a) $Vq = 9 \text{ V}$, $\omega q = 10 \text{ rad/s}$ (b) $Vq = 9 \text{ V}$, $\omega q = 200 \text{ rad/s}$ (c) $Vq = 18 \text{ V}$, $\omega q = 525 \text{ rad/s}$. | 87 |
| Figura 41 – (a) Resposta de $G_{ITAE}(s)$ ao degrau unitário (b) Resposta em frequência de $G_{ITAE}(s)$. | 90 |
| Figura 42 – Esquema de acionamento em malha fechada. | 91 |
| Figura 43 – Acionamento em malha fechada: controlador P; simulado através de (97) em MF. | 92 |
| Figura 44 – Acionamento em malha fechada: controlador PI; simulado através de (97) em MF. | 92 |
| Figura 45 – Diagrama de simulação no Simulink®: modelo dq linear. | 107 |
| Figura 46 – Diagrama de simulação no Simulink®: modelo dq não linear. | 107 |
| Figura 47 – Diagrama elaborado no Simulink® para implementação dos acionamentos em malha aberta e em malha fechada. | 108 |
| Figura 48 – Tela de interface homem-máquina. | 109 |
| Figura 49 – Indutâncias próprias e mútuas do enrolamento trifásico: $q = 1$ e $\gamma = 0 \text{ rad}$. | 111 |
| Figura 50 – Componente radial da indução magnética em uma linha localizada ao longo do eixo axial posicionada no raio médio das bobinas. | 112 |
| Figura 51 – Resposta em frequência em uma ampla faixa de análise. | 113 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|----|
| Tabela 1 – Dimensões básicas do dispositivo eletromagnético..... | 22 |
| Tabela 2 – Descrição das grandezas do modelo dq | 38 |
| Tabela 3 – Número de lados ativos em função da relação τ_e/τ_m , isto é, a relação da dimensão entre os polos extremos e centrais magnetizados na direção radial ou normal dos exemplos da Figura 17..... | 47 |
| Tabela 4 – Fatores de passo e de distribuição para harmônica de ordem h | 51 |
| Tabela 5 – Parâmetros do atuador linear tubular da Figura 16(a); *valor utilizado no enrolamento com $q = 1$ e $\gamma = 0$ rad. | 56 |
| Tabela 6 – Comparação entre a constante de força teórica e as obtidas nos métodos CC e CA. | 61 |
| Tabela 7 – Resultados obtidos via MEF dos valores médios das indutâncias próprias e mútuas. | 62 |
| Tabela 8 – Comparação dos parâmetros de diferentes topologias lineares. | 69 |
| Tabela 9 – Parâmetros dos modelos dinâmicos dq | 71 |
| Tabela 10 – Comparação das respostas em frequência. | 88 |

LISTA DE ABREVIATURAS

CAN: *Controller Area Network*

CA: Corrente Alternada

CC: Corrente Contínua

GD: *Gate Driver*

I.A.: Inteligência Artificial

LMEAE: Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia

LPMSM: *Linear Permanent Magnet Synchronous Machines*

MEF: Modelo de Elementos Finitos

MF: Malha Fechada

ML: Modelo Linear

MNL: Modelo Não Linear

MSIP: Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes

P: Ação de Controle Proporcional

PI: Ação de Controle Proporcional Integral

PRBS: *Pseudo Random Binary Sequence*

PWM: *Pulse Width Modulation*

UFRGS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul

VSI: *Voltage Source Inverter*

LISTA DE SIMBOLOS

| | |
|---------------------|---|
| A | Matriz dinâmica |
| A_f | Área do polo magnético no dispositivo linear plano |
| A_p | Área do polo magnético |
| A_t | Área do polo magnético no dispositivo linear tubular |
| b | Coefficiente de atrito viscoso |
| \widehat{B}_{pmh} | Valor de pico da componente normal/radial de indução magnética da h -ésima harmônica |
| \vec{B}_{pm1} | Vetor de indução magnética associado à primeira harmônica espacial |
| B | Matriz de entrada |
| C | Matriz de saída |
| D | Matriz de transmissão direta |
| d_a, d_b, d_c | Ciclos de trabalho (<i>duty cycle</i>) |
| f | Função não linear matricial |
| f_a | Tensão (v , e), fluxo concatenado (λ) ou corrente (i) na fase a |
| f_b | Tensão (v , e), fluxo concatenado (λ) ou corrente (i) na fase b |
| f_c | Tensão (v , e), fluxo concatenado (λ) ou corrente (i) na fase c |
| f_α | Componente de eixo α do fasor de espaço \vec{f} |
| f_β | Componente de eixo β do fasor de espaço \vec{f} |
| $f_{\alpha\beta}$ | Vetor com as componentes do fasor de espaço \vec{f} no referencial bifásico ($\alpha\beta$) |
| f_{abc} | Vetor com as componentes do fasor de espaço \vec{f} no referencial trifásico (abc) |

| | |
|----------------|--|
| f_d | Componente de eixo d do fasor de espaço \vec{f} |
| f_q | Componente de eixo q do fasor de espaço \vec{f} |
| \vec{f}_{qd} | Vetor com as componentes do fasor de espaço \vec{f} no referencial bifásico (qd) |
| f_L | Valor instantâneo da força de carga |
| \vec{f} | Fasor de espaço de corrente (\vec{i}), fluxo concatenado ($\vec{\lambda}$) ou tensão (\vec{v}) |
| F_e | Valor instantâneo da força eletromagnética |
| \bar{F}_e | Valor médio da força eletromagnética desenvolvida no Método da Corrente Alternada |
| F_e^{max} | Valor máximo da força eletromagnética desenvolvida no Método da Corrente Contínua |
| F_L | Amplitude do degrau aplicado na força de carga |
| F_{max} | Valor máximo da força eletromagnética desenvolvida no Método da Corrente Alternada |
| F_{min} | Valor mínimo da força eletromagnética desenvolvida no Método da Corrente Alternada |
| F_{med} | Valor médio da força eletromagnética desenvolvida no Método da Corrente Alternada |
| E_{ph} | Valor de pico da tensão induzida na fase para h -ésima harmônica |
| $G(s)$ | Função de transferência simplificada |
| $G_t(s)$ | Função de transferência teórica |
| $G_e(s)$ | Função de transferência identificada via ensaio experimental |
| $G_i(s)$ | Função de transferência considerando atraso de transporte e ressonância |
| $G_{MEF}(s)$ | Função de transferência identificada através do MEF |
| $G_{ITAE}(s)$ | Função de transferência para atender o critério do ITAE |

| | |
|--------------------------------------|--|
| h | Harmônica de ordem h |
| L | Largura do dispositivo linear plano |
| OF | Oscilação da força eletromagnética desenvolvida no Método da Corrente Alternada |
| I_{cc} | Valor da corrente aplicada no Método da Corrente Contínua |
| I_q | Valor em estado estacionário da corrente de eixo quadratura |
| i_q^* | Referência de corrente de eixo quadratura |
| i_d^* | Referência de corrente de eixo direto |
| K_{3s}^{2s}, K_{2s}^{3s} | Matrizes de transformação ($abc - \alpha\beta$) |
| K_{2s}^{2r}, K_{2r}^{2s} | Matrizes de transformação ($\alpha\beta - qd$) |
| K_{dh} | Fator de distribuição da h -ésima harmônica |
| K_e | Constante de força contra eletromotriz |
| K_{ph} | Fator de passo da h -ésima harmônica |
| K_f | Constante de força |
| K_{wh} | Fator de enrolamento da h -ésima harmônica |
| K_p, K_i | Ganhos proporcional e integral |
| L_a, L_b, L_c | Indutâncias próprias em máquinas com saliência magnética |
| L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} | Indutâncias mútuas em máquinas com saliência magnética |
| $L_\alpha, L_\beta, L_{\alpha\beta}$ | Indutâncias no referencial bifásico estacionário |
| L_d, L_q, L_{dq} | Indutâncias no referencial bifásico síncrono |
| L_2, L_0 | Amplitude e valor médio das indutâncias próprias em máquinas com saliência magnética |
| L_s | Indutância síncrona |
| L_{abc}, M_{abc} | Indutâncias próprias e mútuas constantes em máquinas sem saliência magnética |

| | |
|--|--|
| M_2, M_0 | Amplitude e valor médio das indutâncias mútuas em máquinas com saliência magnética |
| M | Massa móvel |
| n_a | Número médio de lados ativos por fase |
| N_b | Número de espiras por bobina |
| P_e | Potência elétrica convertida em mecânica |
| q | Número de lados ativos por polo, camada e fase |
| R_s | Resistência da armadura |
| R_{ag} | Raio do entreferro médio |
| s | Variável complexa no domínio de Laplace |
| S_p | Número de lados ativos por polo e camada |
| t_r | Tempo de acomodação |
| \mathbf{u} | Vetor de entrada |
| v_{ref} | Referência de velocidade linear relativa |
| v_r | Velocidade linear relativa |
| $\bar{v}_{aN}, \bar{v}_{bN}, \bar{v}_{cN}$ | Tensão no polo de potência a, b ou c em relação ao referencial N |
| \bar{v}_{com} | Tensão de modo comum |
| V_{re}, I_{qe} | Ponto de linearização |
| V_r | Valor em estado estacionário da velocidade linear relativa |
| V_q | Amplitude do degrau aplicado na tensão de eixo quadratura |
| V_d | Amplitude do degrau aplicado na tensão de eixo direto |
| V_{cc} | Tensão no barramento CC |
| \hat{v}_q | Valor de pico senoidal aplicado na tensão de eixo quadratura |
| V_q^{max} | Máximo sinal de controle durante operação em MF |
| \mathbf{x} | Vetor de variáveis de estado |

| | |
|--|--|
| z_r | Posição linear relativa |
| z_{ref} | Referência de posição linear relativa |
| Z_{max} | Salto máximo de posição durante operação em MF |
| \hat{z}_q | Valor de pico (senoidal) da posição linear relativa |
| α_s | Ângulo entre dois lados ativos adjacentes |
| ΔM_0 | Termo para modelagem do efeito de extremidade |
| ξ | Coefficiente de amortecimento |
| θ_r, ω_r | Posição linear relativa e velocidade angular elétrica relativa |
| ϕ_p | Fluxo magnético por polo produzido pelo arranjo de ímãs permanentes |
| $\lambda_a^{pm}, \lambda_b^{pm}, \lambda_c^{pm}$ | Valores instantâneos dos fluxos concatenados com as fases devido ao fluxo produzido pelos ímãs permanentes |
| λ_{max} | Máximo fluxo concatenado devido ao fluxo produzido pelos ímãs permanentes |
| γ | Ângulo de encurtamento |
| $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ | Polos da função de transferência teórica $G_t(s)$ |
| τ_m | Comprimento dos ímãs centrais do arranjo de quase-Halbach magnetizados na direção normal/radial |
| τ_e | Comprimento dos ímãs extremos do arranjo de quase-Halbach |
| τ_p | Passo polar |
| τ | Atraso de transporte |
| τ_d, τ_q, τ_L | Atraso temporal dos degraus aplicados nas entradas de eixo direto, de eixo quadratura e de força de carga |
| τ_{MF} | Constante de tempo em malha fechada |
| ϕ | Defasagem angular |
| ω_0 | Parâmetro arbitrado em $G_{ITAE}(s)$ |

ω_q Frequência angular da tensão de eixo quadratura

ω_n Frequência natural não amortecida

1 INTRODUÇÃO

A máquina linear síncrona de ímãs permanentes é amplamente utilizada em sistemas de acionamento com velocidade variável, e apresenta algumas características específicas, como a elevada densidade de potência/força, o elevado rendimento e, no caso do servomotor linear, a rápida resposta dinâmica (EGUREN et al., 2020; LU; MEI, 2018). Uma forma intuitiva para visualizar o funcionamento da máquina linear de ímãs permanentes é através de analogia com a máquina rotativa convencional de ímãs permanentes, uma vez que os seus princípios de funcionamento são equivalentes.

Inicialmente, imagina-se uma máquina rotativa síncrona com ímãs permanentes na superfície do rotor. Através da interação entre o campo magnético girante produzido pelas correntes na armadura e o campo produzido pelos ímãs permanentes na superfície do rotor, a máquina irá desenvolver um torque eletromagnético e, por consequência, uma velocidade angular em seu rotor (PYRHÖNEN; HRABOVCOVÁ; SEMKEN, 2016).

Já no caso linear, a armadura da máquina, disposta no formato plano ou tubular, produzirá um campo magnético viajante translacional. A interação do campo viajante com o campo produzido pela parte do dispositivo que contém os ímãs permanentes produz uma força eletromagnética. Essa força atuará na parte móvel da máquina linear, que pode ser tanto a estrutura que contém o arranjo de ímãs permanentes quanto a estrutura com o enrolamento da armadura, produzindo um movimento linear. Existem, no entanto, algumas particularidades nas máquinas lineares em relação às rotativas devido aos efeitos magnéticos causados por suas extremidades, e que serão tratadas em seções específicas.

De forma a atender os requisitos impostos em diversas aplicações comerciais e industriais, diferentes topologias lineares são apresentadas na literatura: armadura longa ou armadura curta; plana ou tubular (ou cilíndrica); com ranhuras ou sem ranhuras; com núcleo ferromagnético ou sem núcleo ferromagnético; camada única ou camada dupla; etc.

(EGUREN et al., 2020; LU; MEI, 2018). De acordo com essas características, as topologias lineares de ímãs permanentes são escolhidas e projetadas para utilização em diferentes aplicações, por exemplo: em sistemas de suspensão eletromagnética (ECKERT, 2016); em sistemas de aproveitamento da energia das ondas marítimas (GARGOV; ZOBAA, 2012); como oscilador eletromecânico linear (GUO; YU; GUO, 2020); em compressores (CHUN et al., 2007).

Nas aplicações mencionadas anteriormente, o atuador eletromagnético linear irá possivelmente operar em um sistema de controle em malha fechada, de forma a regular a tensão gerada, a força eletromagnética desenvolvida, a velocidade ou a posição da parte móvel. Conseqüentemente, o estabelecimento de um modelo dinâmico para o atuador eletromagnético linear é um aspecto fundamental para o projeto do sistema em malha fechada com o desempenho desejado.

Em particular, destaca-se que trabalhos recentes realizados no Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia (LMEAE) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS) pesquisam as seguintes topologias planas ou tubulares:

- Atuador linear tubular de corrente contínua para utilização em suspensão eletromagnética (ECKERT, 2012);
- Atuador planar de indução para a inspeção de superfícies metálicas (BAGGIO FILHO, 2012; TREVISO, 2016);
- Máquina de indução linear plana para utilização em sistemas de transporte de carga (TAVARES, 2012);
- Atuador planar com armadura sem núcleo ferromagnético (SUSIN, 2016);
- Atuador linear tubular com duplo arranjo de quase-Halbach para utilização em sistemas de suspensão eletromagnética (BOFF, 2018; ECKERT, 2016; ZANATTA, 2018);

- Atuador linear tubular de ímãs permanentes para robô de inspeção de tubulações (WU, 2019).

Sendo assim, esta dissertação está inserida em um contexto de trabalhos realizados no LMEAE que estudam diversas topologias de atuadores eletromagnéticos lineares, bem como as suas características de operação. Portanto, na sequência serão apresentados os objetivos a serem alcançados ao longo do trabalho e as principais justificativas para o seu desenvolvimento. Por fim, será feita uma breve descrição de cada capítulo do presente texto.

1.1 OBJETIVOS

O principal objetivo deste trabalho é realizar um estudo teórico, computacional e experimental sobre a modelagem dinâmica e o acionamento elétrico de atuadores lineares síncronos de ímãs permanentes com indução magnética senoidal no entreferro, tratados na literatura estrangeira como *Linear Permanent Magnet Synchronous Machines* (LPMSM).

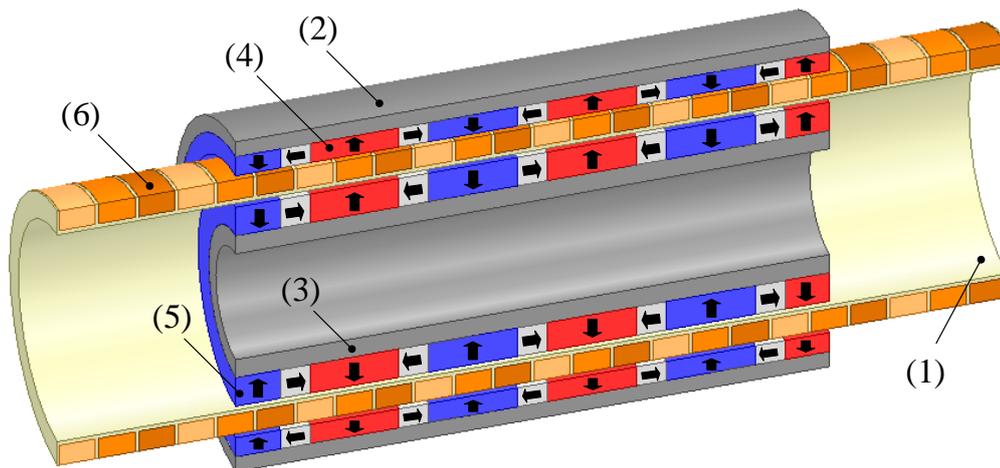
Para alcançar o objetivo geral proposto no trabalho, torna-se necessário o cumprimento dos seguintes objetivos específicos:

1. Desenvolver um procedimento para modelagem dinâmica genérica de atuadores eletromagnéticos lineares, que seja diretamente aplicável em topologias planas ou tubulares. Adicionalmente, o equacionamento apresentado deve permitir o cálculo dos parâmetros dos modelos dessas duas topologias.
2. Validação da modelagem desenvolvida através de cossimulações empregando elementos finitos e testes experimentais em bancada. Nesta etapa é utilizado, como estudo de caso, um atuador linear tubular com duplo arranjo de quase-Halbach e armadura móvel, inicialmente estudado em (ECKERT, 2016) e ilustrado na Figura 1. As partes numeradas nessa figura são: (1) carretel – fibra de vidro com resina epóxi; (2) culatra externa – aço 1020; (3) culatra interna – aço 1020; (4) arranjo externo de

quase-Halbach – ímãs de NdFeB (grade N35); (5) arranjo interno de quase-Halbach – ímãs de NdFeB (grade N35); (6) bobinas da armadura trifásica – cobre. As dimensões básicas do dispositivo são apresentadas na Tabela 1.

3. Elaboração de um esquema em malha fechada para o acionamento do dispositivo eletromagnético mencionado no item anterior. O acionamento em malha fechada, desenvolvido com base em um modelo linear no referencial síncrono (dq), é indicado para o posicionamento da parte móvel em aplicações que estejam sujeitas a perturbações de cargas mecânicas constantes.

Figura 1 – Perspectiva dimétrica em corte axial do atuador linear tubular síncrono com duplo arranjo de quase-Halbach e armadura móvel.



Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 1 – Dimensões básicas do dispositivo eletromagnético.

| | Comprimento (mm) | Raio interno (mm) | Raio externo (mm) |
|-----------------|------------------|-------------------|-------------------|
| Culatra interna | 133,2 | 13,4 | 18 |
| Culatra externa | 133,2 | 38 | 41,8 |
| Carretel | 213,2 | 26,2 | 32,2 |

Fonte: elaborado pelo autor.

1.2 JUSTIFICATIVAS

Embora existam trabalhos que apresentem modelos dinâmicos para máquinas lineares síncronas de ímãs permanentes, como (CHEEMA et al., 2016a; DAILIN et al., 2007), o foco

principal da maior parte desses trabalhos é o projeto de controladores e observadores de estado. O sistema de controle é geralmente elaborado a partir do modelo dinâmico do dispositivo expresso no referencial síncrono (dq). No entanto, a partir do modelo no referencial síncrono as diferenças construtivas e eletromagnéticas das topologias planas e tubulares não são diretamente visualizadas.

Adicionalmente, os modelos dq geralmente são expressos em função do número de polos da máquina linear. No entanto, se algum polo do arranjo de ímãs permanentes não apresentar o mesmo comprimento dos demais, a modelagem apresentada na literatura não pode ser diretamente aplicada. Dessa forma, o estudo teórico realizado neste trabalho busca esclarecer esses aspectos.

A topologia escolhida para a validação da modelagem matemática foi inicialmente estudada em (ECKERT, 2016) para a aplicação em sistemas de suspensão ativa e semiativa. Nesse trabalho foi desenvolvida uma metodologia de projeto, a construção do atuador, a modelagem eletromagnética e térmica do dispositivo, além de ensaios experimentais de força estática e ensaios dinâmicos de tensão induzida.

A concepção do atuador possibilitou que novos estudos fossem realizados em temas associados ao dispositivo. Em (BOFF, 2018), estudou-se a influência do efeito de extremidade em suas características eletromagnéticas, com o foco na análise das indutâncias do enrolamento trifásico da armadura. Já em (ZANATTA, 2018), estudou-se o funcionamento do atuador em um sistema de suspensão eletromagnética semiativa, ou seja, com o dispositivo operando no modo gerador e dissipando energia em cargas resistivas.

Alternativamente, neste trabalho é proposto uma análise do comportamento dinâmico do atuador linear tubular síncrono com duplo arranjo de quase-Halbach e armadura móvel, de modo a viabilizar a sua utilização em outras aplicações, por exemplo, as destacadas anteriormente.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este trabalho é dividido em seis capítulos, sendo o Capítulo 1 de introdução e os demais descritos a seguir:

- No Capítulo 2 é realizada a revisão bibliográfica, destacando aspectos fundamentais para o desenvolvimento do trabalho, em termos de modelagem dinâmica e acionamento de dispositivos lineares de ímãs permanentes.
- No Capítulo 3 é realizada a modelagem dinâmica dos atuadores eletromagnéticos lineares no referencial trifásico. O equacionamento apresentado é validado no domínio do tempo via cossimulações computacionais que implementam o método de elementos finitos em *software* comercial.
- No Capítulo 4 o modelo dinâmico é representado no referencial bifásico estacionário ($\alpha\beta$) e no referencial bifásico síncrono (dq). Adicionalmente, o modelo dq é representado no espaço de estado não linear, no espaço de estado linear e através de função de transferência. A modelagem matemática é validada no domínio do tempo e no domínio da frequência através de simulações realizadas no modelo de elementos finitos.
- No Capítulo 5 são destacadas as características da bancada utilizada nos ensaios realizados no laboratório. O capítulo aborda essencialmente o acionamento experimental do atuador linear tubular síncrono com duplo arranjo de quase-Halbach em malha aberta e em malha fechada.
- No Capítulo 6 é feita a conclusão do trabalho, destacando de forma geral os temas tratados ao longo da dissertação e as suas principais contribuições. Por fim, são sugeridos assuntos para serem avaliados em trabalhos futuros.

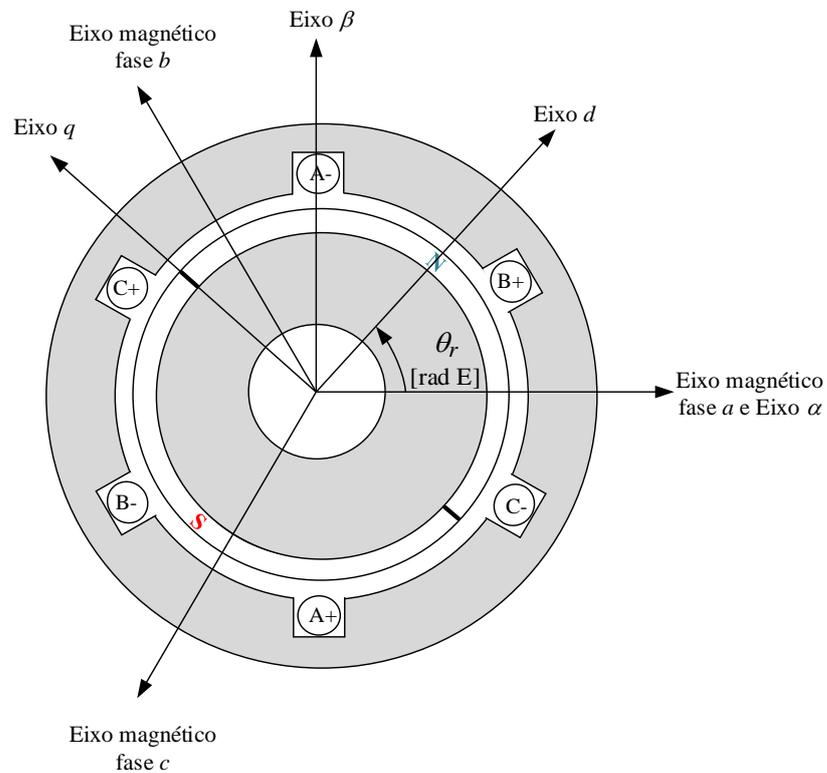
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo são tratados conceitos introdutórios necessários para o desenvolvimento do presente trabalho, além de apresentar uma breve descrição dos trabalhos apresentados na literatura que tratam do controle de máquinas síncronas de ímãs permanentes, rotativas e lineares.

2.1 SISTEMAS DE REFERÊNCIA

Tradicionalmente, as máquinas elétricas trifásicas são modeladas dinamicamente em três sistemas de referência (BIM, 2012): sistema de referência trifásico estacionário (abc), sistema de referência bifásico estacionário ($\alpha\beta$) e sistema de referência bifásico síncrono (dq). Na Figura 2 esses sistemas de referências são estabelecidos em uma máquina rotativa síncrona com ímãs permanentes fixados na superfície do rotor.

Figura 2 – Máquina rotativa síncrona com ímãs permanentes na superfície do rotor.



Fonte: elaborado pelo autor.

O sistema de referência bifásico estacionário é definido com o eixo α em fase com o eixo da fase a . O eixo β é definido $\pi/2$ radianos elétricos (rad E) adiantado do eixo α . Já o sistema de referência bifásico síncrono é fixado na parte móvel da máquina, com o eixo d definido no local de máxima indução magnética no entreferro. Analogamente, o eixo q está $\pi/2$ radianos elétricos adiantado do eixo d . A posição angular elétrica relativa (θ_r) define o ângulo entre o eixo d e o eixo α , em radianos elétricos, e o sentido anti-horário de movimento é convencionalizado como positivo.

Geralmente, as máquinas rotativas são modeladas inicialmente no sistema de referência trifásico estacionário. Na sequência, através das transformadas de Clarke e Park, o modelo é transformado do sistema de referência trifásico estacionário para os sistemas de referência bifásico estacionário e bifásico síncrono, respectivamente (KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002).

A transformação utilizada neste trabalho para mudança entre o referencial trifásico estacionário e o referencial bifásico estacionário é dada por (BIM, 2012):

$$\mathbf{f}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_{3s}^{2s} \mathbf{f}_{abc} \quad (1)$$

$$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{K}_{2s}^{3s} \mathbf{f}_{\alpha\beta} \quad (2)$$

onde:

$$\mathbf{f}_{\alpha\beta} = [f_\alpha \ f_\beta]^\top \quad (3)$$

$$\mathbf{f}_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c]^\top \quad (4)$$

$$\mathbf{K}_{3s}^{2s} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{K}_{2s}^{3s} = (\mathbf{K}_{3s}^{2s})^\top = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

onde f se aplica a variáveis de tensão (v), corrente (i) e fluxo concatenado (λ). O termo de sequência zero foi omitido na transformação, pois considera-se que a máquina é ligada na configuração estrela sem neutro e opera em condições trifásicas balanceadas (GABBI, 2019).

Transformações de coordenadas que adotam o fator $\sqrt{2/3}$ são conhecidas como Transformação Invariante em Potência (BIM, 2012). Alternativamente, existem trabalhos que utilizam outra constante na transformação, isto é, $2/3$. No último caso, a transformação é conhecida como Transformação Variante em Potência. Embora exista essa divergência na definição da matriz de transformação, as grandezas no referencial trifásico estacionário apresentarão o mesmo valor, independentemente da constante adotada.

A transformação entre os sistemas de referência bifásico estacionário e bifásico síncrono é dada por (BIM, 2012):

$$\mathbf{f}_{qd} = \mathbf{K}_{2s}^{2r} \mathbf{f}_{\alpha\beta} \quad (7)$$

$$\mathbf{f}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}_{2r}^{2s} \mathbf{f}_{qd} \quad (8)$$

onde:

$$\mathbf{f}_{qd} = [f_q \quad f_d]^\top \quad (9)$$

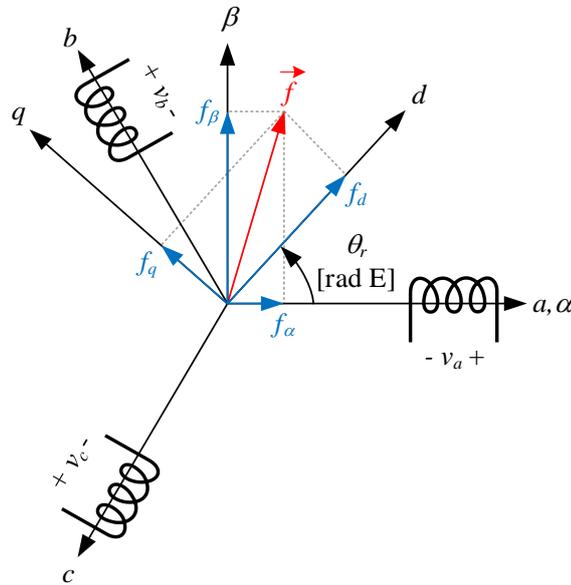
$$\mathbf{K}_{2s}^{2r} = \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r \\ \cos \theta_r & \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{K}_{2r}^{2s} = (\mathbf{K}_{2s}^{2r})^\top = \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r \\ \cos \theta_r & \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (11)$$

A Figura 3 apresenta um diagrama esquemático de uma máquina rotativa e as projeções do fasor de espaço \vec{f} no referencial $\alpha\beta$ e no referencial dq . As matrizes de transformação (5), (6), (10) e (11) são estabelecidas através de relações trigonométricas extraídas dessa figura. Ainda que se tenha optado por apresentar a fundamentação de sistemas de referências em máquinas rotativas, a mesma análise pode ser realizada em máquinas

lineares, uma vez que a posição angular elétrica relativa é análoga nas topologias rotativas e lineares.

Figura 3 – Sistemas de referência utilizados em máquinas elétricas trifásicas.



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 4 apresenta uma máquina linear síncrona de ímãs permanentes equivalente àquela ilustrada na Figura 2. Na topologia plana, observa-se que um passo polar (τ_p) em metros é equivalente a π radianos elétricos. Portanto, a relação entre posição angular elétrica relativa (θ_r) e posição linear relativa (z_r) é definida em (12). Já a relação entre velocidade angular elétrica relativa (ω_r) e velocidade linear relativa (v_r) é expressa em (13), de acordo com (GIERAS; PIECH; TOMCZUK, 2012).

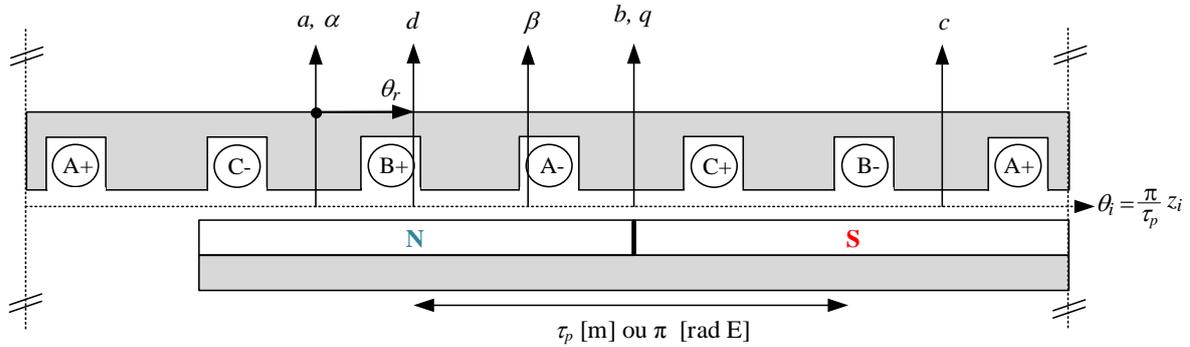
$$\theta_r = \frac{\pi}{\tau_p} z_r \quad (12)$$

$$\omega_r = \frac{\pi}{\tau_p} v_r \quad (13)$$

Em topologias lineares, onde a armadura e/ou o arranjo de ímãs podem ser móveis, torna-se necessário a utilização de um sistema de referência inercial para o estabelecimento da

posição linear/angular relativa entre os eixos d e a . Esse referencial inercial é definido na direção axial pelos eixos x_i (m) e θ_i (rad E).

Figura 4 – Máquina linear plana síncrona com ímãs permanentes na superfície da culatra; as linhas tracejadas verticais indicam a continuidade da armadura na direção axial.



Fonte: elaborado pelo autor.

2.2 ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES

A seguir são detalhadas características construtivas, eletromagnéticas e comerciais de atuadores lineares de ímãs permanentes, bem como aspectos de modelagem dinâmica e acionamento em malha fechada desses dispositivos.

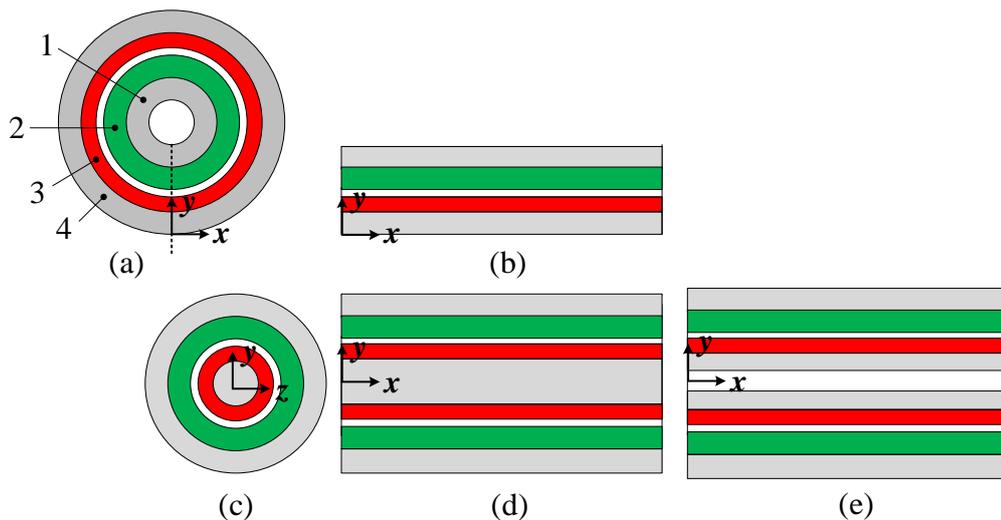
2.2.1 Características Construtivas, Eletromagnéticas e Comerciais

Os aspectos construtivos básicos das máquinas lineares, de topologia plana ou de topologia cilíndrica, podem ser visualizados a partir de uma máquina rotativa convencional. A Figura 5(a) apresenta, de forma simplificada, a estrutura de uma máquina síncrona rotativa de ímãs permanentes. As partes numeradas nessa figura são: (1) coroa magnética do rotor; (2) região de ímãs permanentes; (3) região de dentes e lados ativos de bobinas do estator; (4) coroa magnética do estator. Se o referencial xyz for localizado na máquina rotativa de acordo com a Figura 5(a) e essa for, ficticiamente, cortada na linha tracejada e desenrolada, obtém-se a máquina linear plana mostrada na Figura 5(b). O aspecto de uma máquina linear cilíndrica pode ser obtido através de um procedimento semelhante. A imagem obtida por uma rotação

da máquina plana em torno do eixo x da Figura 5(b) é a imagem de uma máquina linear cilíndrica. A Figura 5(c) e a Figura 5(d) representam as vistas frontal e lateral, respectivamente, dessa máquina linear cilíndrica.

Cabe um destaque para a diferença básica entre uma topologia cilíndrica e uma topologia tubular. Através da Figura 5(c) e da Figura 5(d), observa-se que nas topologias cilíndricas, a região ativa é definida a partir do centro do dispositivo até um determinado raio externo. Já em uma topologia tubular, a parte ativa é definida pela região localizada entre o raio interno e o raio externo do dispositivo, conforme Figura 5(e).

Figura 5 – (a) Máquina síncrona rotativa convencional (b) máquina linear plana (c) vista frontal da máquina linear cilíndrica (d) vista lateral da máquina linear cilíndrica (e) vista lateral da máquina linear tubular.



Fonte: elaborado pelo autor.

Adicionalmente, as máquinas lineares podem ser classificadas quanto ao comprimento da armadura. Com base na Figura 5(b), a máquina é dita de armadura longa se a estrutura que contém o enrolamento (em vermelho) apresenta um maior comprimento axial em relação à estrutura de ímãs permanentes (em verde). Caso contrário, a máquina linear é dita de armadura curta.

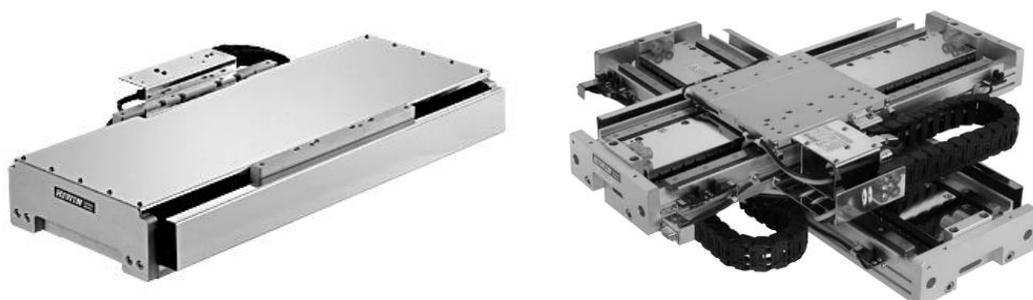
Um outro tipo de classificação dos dispositivos eletromagnéticos é devido à existência ou não de ranhuras na armadura. Por exemplo, o dispositivo linear apresentado,

simplificadamente, na Figura 4 utiliza ranhuras para acomodar os condutores da armadura, assim, de acordo com a literatura estrangeira, utiliza-se o termo *slotted armature*. Já o atuador linear ilustrado na Figura 1 não utiliza ranhuras na armadura, sendo conhecido na literatura estrangeira como *slotless armature*.

Uma escolha comum para o sistema de excitação de campo é a utilização de ímãs permanentes de terras raras, por exemplo, de NdFeB, os quais possibilitam que elevadas densidades de força sejam obtidas. Dessa forma, outro tipo de classificação é justamente em relação ao sentido de magnetização dos ímãs permanentes. O sentido de magnetização dos ímãs pode ser na direção axial, como na Figura 8 (Subseção 2.2.2), na direção normal, ilustrada na Figura 4 (Seção 2.1), na direção radial, como em (WANG; HOWE, 2004), através de um único arranjo de quase-Halbach, como mostrado na Figura 11 (Subseção 2.2.2), ou através de duplo arranjo de quase-Halbach, como na Figura 1 (Capítulo 1).

Para fins de ilustração, a Figura 6(a) apresenta um motor linear síncrono de ímãs permanentes sem núcleo ferromagnético, da série LMX1E-C, produzido pela empresa HIWIN®. Estão disponíveis comercialmente versões com até 4 metros de comprimento. A Figura 6(b) apresenta uma mesa posicionadora com dois graus de liberdade, constituída por dois motores lineares.

Figura 6 – (a) Motor linear síncrono da série LMX1E-C (b) mesa posicionadora da série LMX2E-CB5-CB8.



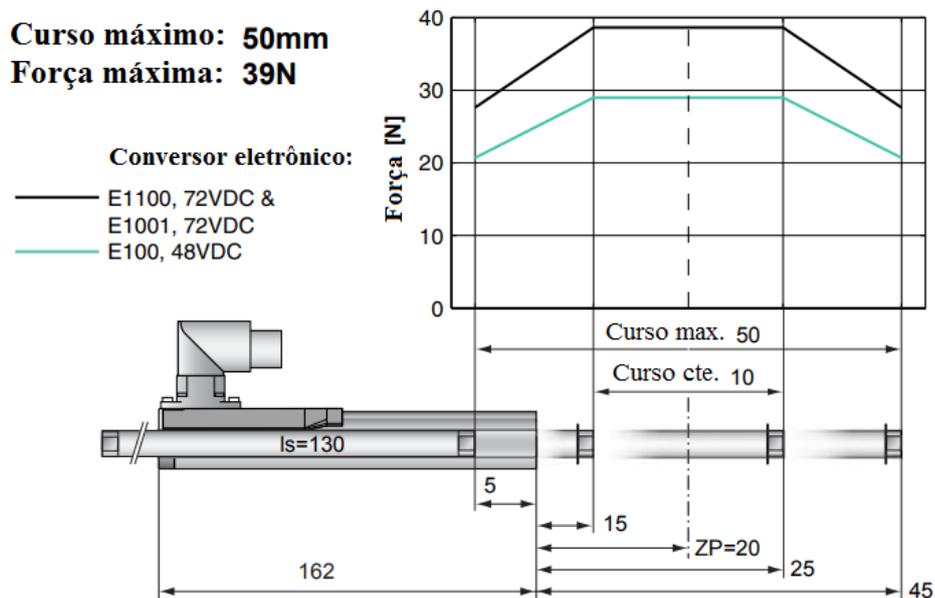
(a)

(b)

Fonte: adaptado de (HIWIN, 2012).

Em especial, os motores LinMot®, fabricados pela empresa NTI AG, são dispositivos lineares tubulares destinados a aplicações que requerem elevado desempenho dinâmico, pequenos tempos de posicionamento e altas frequências de operação. A Figura 7 apresenta as regiões de operação do motor LinMot®, da série *standard* P01-23x80, fornecidas pelo fabricante. Na figura são destacadas duas regiões de operação: uma região em que a máxima força desenvolvida é constante, definida como a região de curso constante; outra região em que a máxima força desenvolvida é reduzida linearmente com a posição axial, conforme será discutido no Capítulo 3. Salienta-se que, de forma geral, os servomotores são comercializados juntamente com conversores eletrônicos, os quais são necessários para a realização do acionamento do dispositivo.

Figura 7 – Regiões de operação de um servomotor linear; dimensões em milímetros.



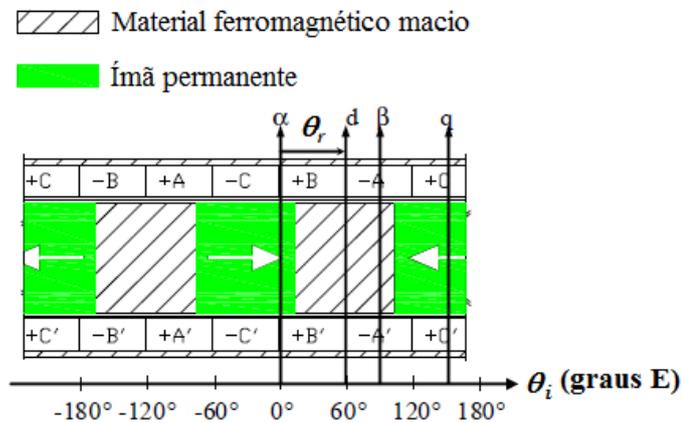
Fonte: adaptado de (LINMOT, 2016).

2.2.2 Indutâncias Próprias e Mútuas

Uma consequência do efeito de extremidade em atuadores lineares reflete-se nas indutâncias mútuas do enrolamento. Para evidenciar esse fenômeno, a seguir é equacionado o

perfil de indutâncias do dispositivo linear cilíndrico apresentado na Figura 8, avaliado em (GIANGRANDE; CUPERTINO; PELLEGRINO, 2010).

Figura 8 – Máquina linear cilíndrica: ímãs permanentes magnetizados na direção axial.



Fonte: adaptado de (GIANGRANDE; CUPERTINO; PELLEGRINO, 2010).

Tanto as indutâncias próprias quanto as indutâncias mútuas são funções da posição axial, visto que a relutância do circuito magnético é menor quando o material ferromagnético está no percurso do fluxo. Por exemplo, na posição angular elétrica relativa (θ_r) igual a zero, a indutância própria da fase *a* é mínima, enquanto a indutância mútua entre as fases *b* e *c* é máxima. Uma análise semelhante pode ser realizada para as demais indutâncias, resultando em (CUPERTINO et al., 2011; GIANGRANDE; CUPERTINO; PELLEGRINO, 2010):

$$\begin{cases} L_a = L_0 - |L_2| \cos(2\theta_r) \\ L_b = L_0 - |L_2| \cos\left(2\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_c = L_0 - |L_2| \cos\left(2\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \end{cases} \quad (14)$$

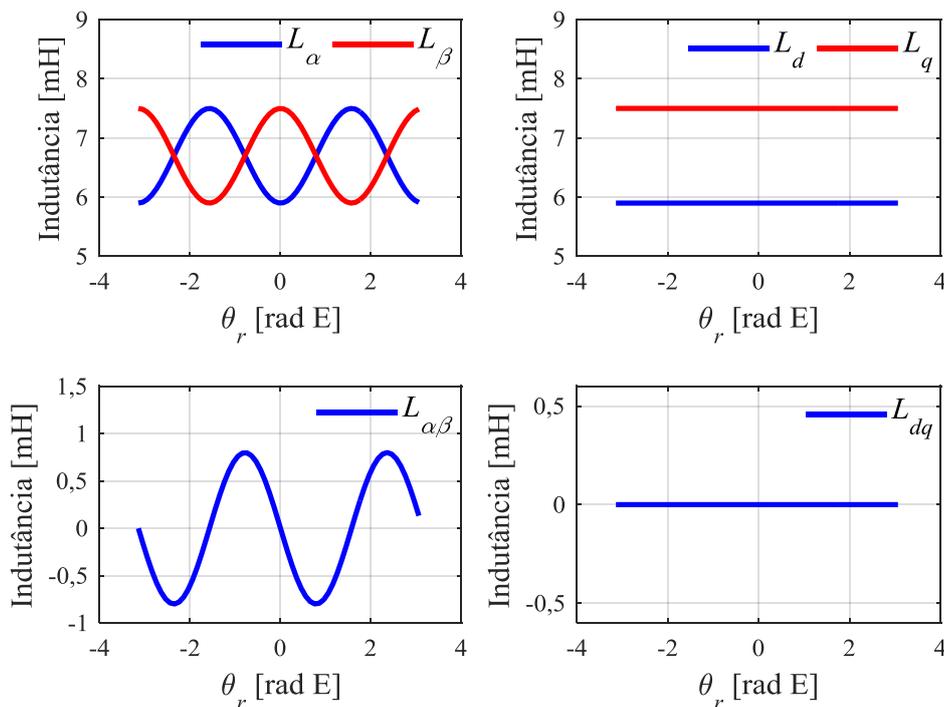
$$\begin{cases} L_{ab} = -|M_0| - |M_2| \cos\left(2\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ L_{bc} = -|M_0| - |M_2| \cos(2\theta_r) - |\Delta M_0| \\ L_{ca} = -|M_0| - |M_2| \cos\left(2\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) - |\Delta M_0| \end{cases} \quad (15)$$

onde L_a , L_b e L_c são as indutâncias próprias; L_{ab} , L_{bc} e L_{ca} são as indutâncias mútuas; L_0 e M_0 estão associados aos valores médios; L_2 e M_2 estão associadas as amplitudes de oscilação.

Cabe um destaque para o termo ΔM_0 , o qual provoca um desbalanceamento entre as indutâncias mútuas, sendo utilizado para modelar o efeito de extremidade em máquinas lineares. Em outras palavras, as fases que se encontram nas extremidades do dispositivo, no caso as fases a e b , apresentam um menor acoplamento magnético e uma menor indutância mútua.

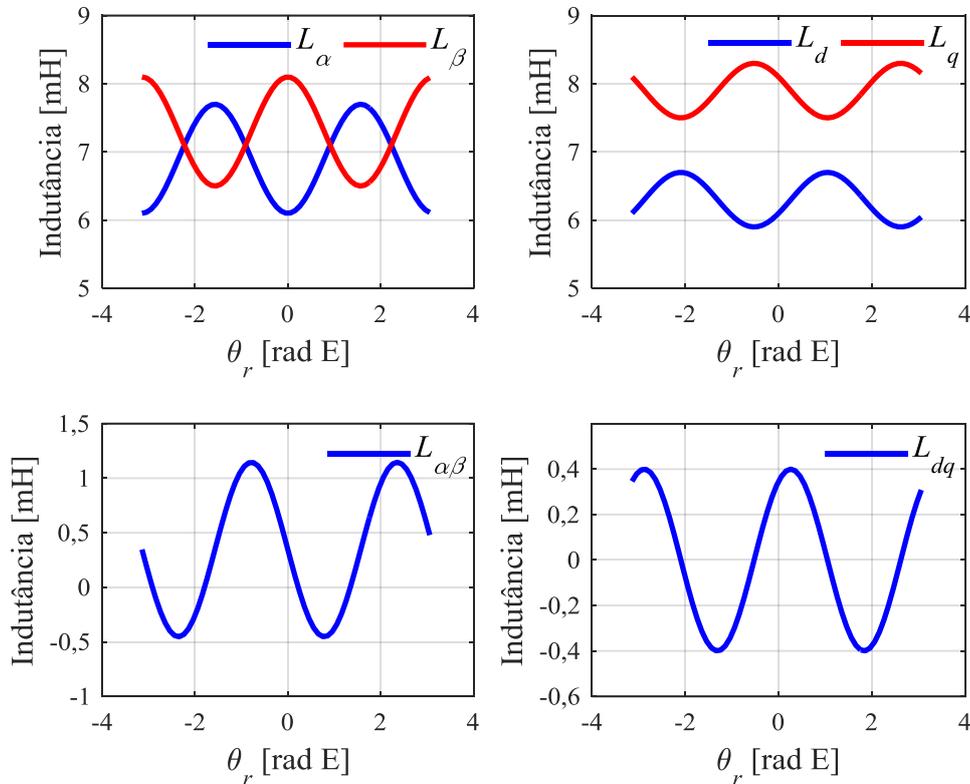
Aplicando as transformações de Clarke e Park em (14) e (15) obtém-se o perfil de indutâncias nos referenciais bifásicos. A Figura 9 apresenta o perfil de indutâncias no referencial bifásico estacionário e no referencial bifásico síncrono desprezando o efeito de extremidade ($\Delta M_0 = 0$), enquanto a Figura 10 apresenta os perfis de indutâncias nos referenciais bifásicos considerando o efeito de extremidade ($\Delta M_0 \neq 0$). Essas curvas foram obtidas com os seguintes valores: $L_0 = 5,5$ mH; $L_2 = 1$ mH; $M_0 = 1,2$ mH; $M_2 = 0,3$ mH; $\Delta M_0 = 0,6$ mH ou $\Delta M_0 = 0$ mH.

Figura 9 – Indutâncias nos referenciais bifásico estacionário (L_α , L_β e $L_{\alpha\beta}$) e bifásico síncrono (L_d , L_q e L_{dq}) para $\Delta M_0 = 0$.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 10 – Indutâncias nos referenciais bifásico estacionário (L_α , L_β e $L_{\alpha\beta}$) e bifásico síncrono (L_d , L_q e L_{dq}) para $\Delta M_0 \neq 0$.



Fonte: elaborado pelo autor.

No primeiro caso analisado, o fenômeno é análogo ao abordado na literatura clássica de máquinas rotativas, tal como detalhado em (BIM, 2012; KRAUSE; WASYNCZUK; SUDHOFF, 2002). As indutâncias de eixo direto e de eixo quadratura são constantes, enquanto as indutâncias no referencial estacionário são oscilantes. No entanto, se o efeito de extremidade for considerado, a existência do termo ΔM_0 altera o comportamento das indutâncias síncronas, ou seja, elas deixam de ser constantes e oscilam em função da posição axial.

Em suma, em máquinas com saliência magnética, rotativas ou lineares, as indutâncias próprias e mútuas oscilam em função da posição com padrões conhecidos e modulam as correntes no enrolamento. Assim, existem técnicas que utilizam esse fenômeno para

estimação da posição da parte móvel. Para tanto, uma possibilidade é injetar um sinal de tensão de alta frequência e realizar a estimação da posição através do processamento digital do sinal de corrente de alta frequência (XU et al., 2018).

As técnicas para estimação da posição com injeção de sinal de alta frequência em dispositivos eletromagnéticos, rotativos ou lineares, são um tema amplamente estudado em diversos trabalhos recentes: (CUPERTINO et al., 2011), (XU et al., 2018), (WANG; WANG; CHEN, 2019), (SILVA; ASHER; SUMNER, 2006), (GIANGRANDE; CUPERTINO, 2009), (CUPERTINO et al., 2008), (CUPERTINO et al., 2009) e (ABRY et al., 2011).

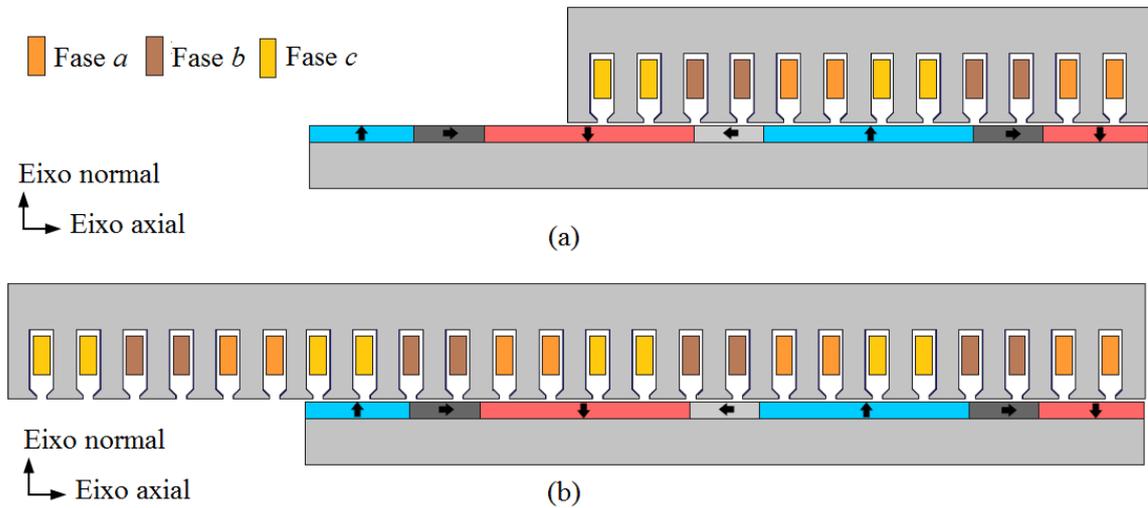
Até aqui, as indutâncias foram analisadas em um dispositivo linear em que peças cilíndricas de ímãs permanentes e de materiais ferromagnéticos foram distribuídas sequencialmente, na direção axial, em uma parte do atuador. Alternativamente, os ímãs permanentes podem ser alocados na superfície da culatra magnética, conforme topologia avaliada em (BOFF et al., 2019) e ilustrada na Figura 11. Para fins de análise pode-se considerar que a armadura é a parte móvel dessa topologia.

Na Figura 11(a), o dispositivo eletromagnético é de armadura curta, de forma que as indutâncias próprias (L_a , L_b e L_c) e mútuas (L_{ab} , L_{bc} e L_{ca}) se mantêm praticamente constantes em função da posição axial da parte móvel, isto é, com a armadura movendo-se de um extremo ao outro do arranjo de ímãs permanentes. No entanto, as indutâncias mútuas entre as fases extremas, identificadas na figura com as cores laranja e amarelo, apresentam um menor acoplamento e, essa condição, também irá provocar uma oscilação das indutâncias síncronas (L_d e L_q).

Já na Figura 11(b), como a armadura é longa e o circuito magnético das bobinas é alterado em função da posição da parte móvel, as indutâncias próprias (L_a , L_b e L_c) e mútuas (L_{ab} , L_{bc} e L_{ca}) oscilam em função da posição axial, mesmo em uma topologia com ímãs permanentes de superfície. No entanto, nesse caso, a oscilação das indutâncias próprias e

mútuas se dá, exclusivamente, devido ao efeito de extremidade. Essa condição é verificada em (BOFF, 2018; BOFF et al., 2017) em uma topologia tubular.

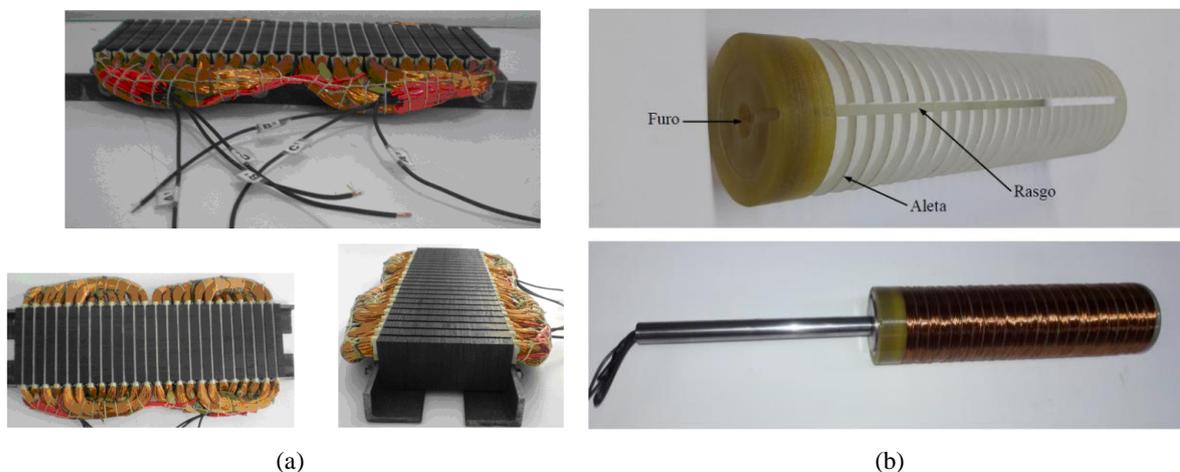
Figura 11 – (a) Atuador linear plano com ranhuras e armadura curta (b) atuador linear plano com ranhuras e armadura longa.



Fonte: adaptado de (BOFF et al., 2019).

Para fins de comparação, a Figura 12(a) apresenta a armadura trifásica de uma máquina linear plana, de topologia equivalente a da Figura 11, enquanto a Figura 12(b) apresenta a armadura trifásica de uma máquina linear tubular, de topologia equivalente a da Figura 1.

Figura 12 – (a) Armadura plana: núcleo ferromagnético com ranhuras (b) armadura tubular: carretel não ferromagnético sem ranhuras.



Fonte: adaptado de (TAVARES, 2012) e (ECKERT, 2016).

2.2.3 Modelo Dinâmico

De acordo com (CHEEMA et al., 2016a, 2016b), o modelo dinâmico utilizado para análise de máquinas lineares, sejam elas de topologia plana ou tubular, onde a oscilação de indutâncias é desprezível, pode ser representado no referencial bifásico síncrono como:

$$v_q(t) = R_s i_q(t) + L_s \frac{di_q}{dt} + \lambda_f \omega_r(t) + L_s i_d(t) \omega_r(t) \quad (16)$$

$$v_d(t) = R_s i_d(t) + L_s \frac{di_d}{dt} - L_s i_q(t) \omega_r(t) \quad (17)$$

$$\omega_r(t) = P \frac{\pi}{\tau_p} v_r(t) \quad (18)$$

$$F_e(t) = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} P \lambda_f i_q(t) \quad (19)$$

onde os parâmetros e as variáveis apresentadas são descritas na Tabela 2. Esse modelo pode ser facilmente adaptado para o caso em que as indutâncias síncronas são distintas através da utilização dos parâmetros L_d e L_q em (16), (17) e (19), conforme apresentado em (BOLDEA, 2013).

Tabela 2 – Descrição das grandezas do modelo dq .

| Variável | Descrição |
|--------------------------------|---|
| v_d e v_q | Entradas de tensão de eixo direto e tensão de eixo quadratura, respectivamente. |
| i_d e i_q | Correntes de eixo direto e de eixo quadratura, respectivamente. |
| F_e | Força eletromagnética desenvolvida. |
| v_r | Velocidade linear relativa da parte móvel. |
| ω_r | Velocidade angular definida em (18) de acordo com os trabalhos citados nesta seção. |
| Parâmetro | Descrição |
| $L_s \triangleq L_d \cong L_q$ | Indutância síncrona. |
| R_s | Resistência da armadura. |
| λ_f | Fluxo dos ímãs permanentes. |
| τ_p | Passo polar. |
| P | Número de pares de polos do arranjo de ímãs. |

Fonte: elaborado pelo autor.

Com base no modelo dinâmico destacado anteriormente, as seguintes considerações podem ser elencadas:

1. A representação (16) a (19) é obtida através da transformação variante em potência, de forma que o fator $3/2$ é empregado na equação da força eletromagnética.
2. A equação da força eletromagnética é apresentada em função do número de pares de polos do arranjo de ímãs (P). Entretanto, em máquinas lineares o fluxo magnético produzido por polo pode não ser o mesmo em toda a região ativa, seja pelo comprimento axial dos polos extremos ou pela distribuição espacial de fluxo nas extremidades da máquina. Essa particularidade existente nas máquinas lineares sugere que o equacionamento não seja realizado em função do número de polos, ou de pares de polos, mas sim pelo número de condutores ativos.
3. Esse modelo é utilizado para análise de atuadores planos ou tubulares, os quais, obviamente, apresentam diferenças construtivas. Observou-se que uma análise tratando da relação entre os parâmetros do modelo em ambas as topologias (planas ou tubulares) é um tema que requer uma atenção especial, principalmente em relação ao termo λ_f , o qual está relacionado com o fluxo dos ímãs permanentes. Essa questão será explorada nos próximos capítulos.
4. A velocidade angular ω_r foi definida em (18) em função do número de pares de polos, o que dificulta a sua associação a um comportamento físico da máquina. Adicionalmente, em máquinas lineares, sabidamente a velocidade não depende do número de pares de polos, e sim do passo polar (GIERAS; PIECH; TOMCZUK, 2012).

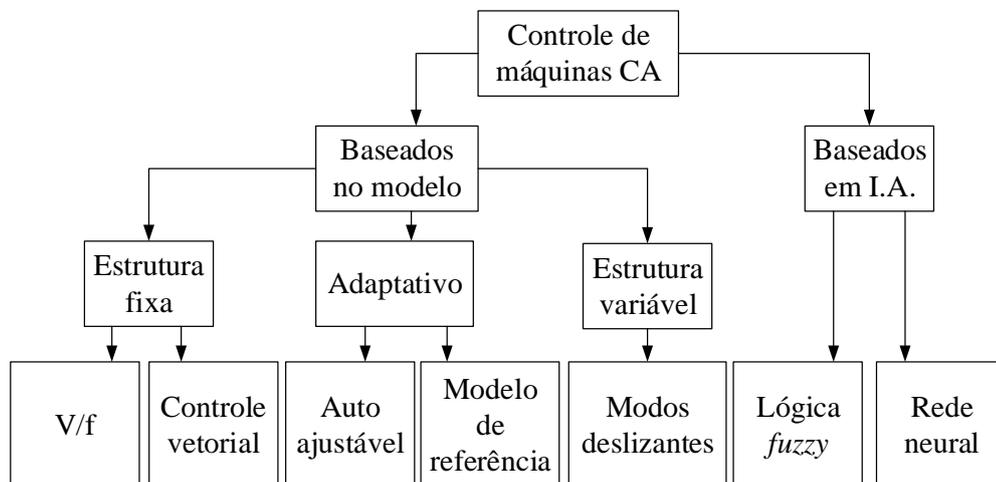
Por esses motivos, o equacionamento a ser apresentado nos próximos capítulos não será expresso em função de P , com os objetivos de: (1) facilitar o entendimento físico das variáveis do modelo; (2) ampliar a aplicabilidade do equacionamento para os casos em que os

polos extremos do dispositivo não apresentam o mesmo comprimento dos demais, inclusive para topologias planas/tubulares com armadura longa/curta.

2.3 TÉCNICAS DE CONTROLE

Segundo (GIERAS; PIECH; TOMCZUK, 2012), os métodos de controle utilizados em máquinas de corrente alternada, classificados na Figura 13, são divididos em um grupo que necessita do modelo matemático para o desenvolvimento do controlador e em outro grupo que não necessita do modelo. Os métodos que não necessitam do modelo matemático são associados à Inteligência Artificial (I.A.) e baseiam-se em redes neurais ou em lógica *fuzzy*. Por exemplo, em (HSU et al., 2001) é utilizada a lógica *fuzzy* para sincronização *online* dos parâmetros do controlador proporcional integral implementado em um atuador linear plano síncrono de ímãs permanentes.

Figura 13 – Sistemas de controle utilizados em máquinas CA.

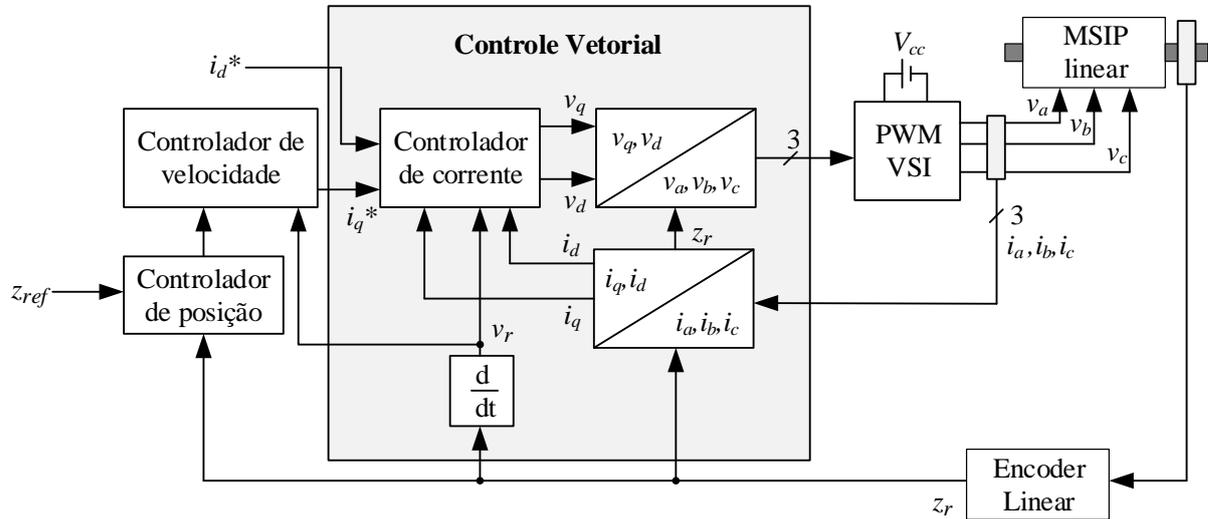


Fonte: elaborado pelo autor.

Como o enfoque principal deste trabalho está na modelagem, não será aprofundado o estudo das técnicas de controle. Entretanto, para análise de desempenho, ao final do trabalho é utilizada uma das técnicas de acionamento mais comumente empregadas, isto é, com

controle vetorial. O diagrama tradicional de uma MSIP linear (plana ou tubular) operando com controle vetorial é apresentado na Figura 14, com base em (HSU et al., 2001).

Figura 14 – Esquema de controle vetorial clássico.



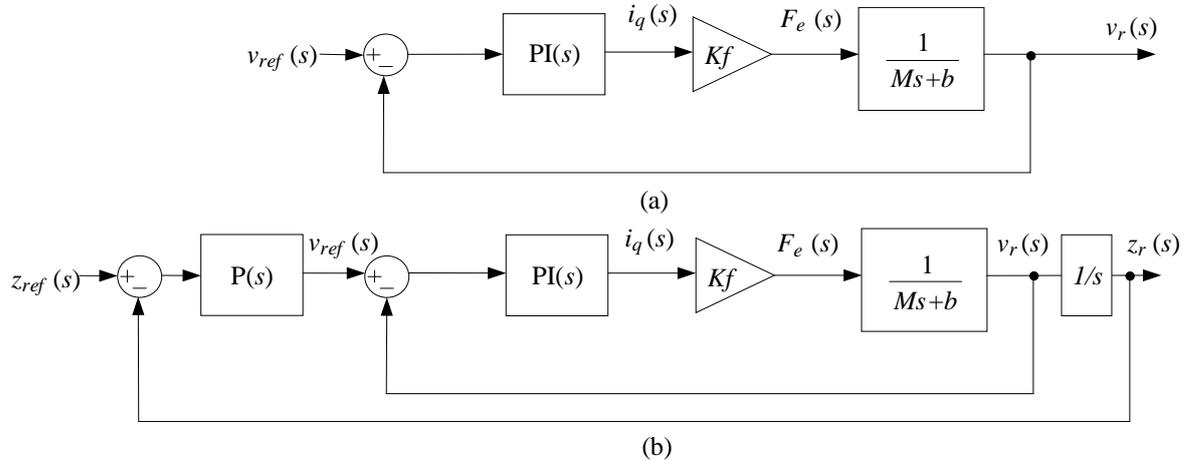
Fonte: elaborado pelo autor.

A corrente de eixo direto atua produzindo fluxo magnético na mesma direção do fluxo dos ímãs permanentes. Dessa forma, o controle da componente de eixo direto da corrente atua com base em uma referência de fluxo dos ímãs permanentes. Se a máquina não operar na região de enfraquecimento de campo é comum se estabelecer uma referência de corrente de eixo direto nula ($i_d^* = 0$) (KRISHNAN, 2001).

Já a corrente de eixo quadratura está associada à força eletromagnética desenvolvida. Portanto, o controle da componente de eixo quadratura da corrente atua associado ao controlador de velocidade em cascata com o controlador de posição. No diagrama, a referência de posição linear é definida em z_{ref} .

Considerando que o controle vetorial atua de forma imediata, ou seja, a referência de corrente de eixo quadratura (i_q^*) é instantaneamente convertida em força eletromagnética (F_e), os esquemas de controle de velocidade e de posição são apresentados, simplificados, na Figura 15. O parâmetro $K_f = F_e/i_q$ é a constante de força (N/A) do dispositivo, M é a massa móvel (kg) e b é o coeficiente de atrito viscoso (Ns/m).

Figura 15 – (a) Malha de realimentação de velocidade (b) malhas de realimentação de posição e velocidade.



Fonte: elaborado pelo autor.

Tradicionalmente, os controladores de posição e velocidade utilizados são do tipo proporcional (P) e proporcional integral (PI) (PYRHÖNEN; HRABOVCOVÁ; SEMKEN, 2016). Portanto, os esquemas clássicos de controle vetorial são utilizados para o rastreamento de referências constantes de posição ou velocidade, com erro estático nulo, sendo robustos a perturbações de cargas mecânicas constantes. Adicionalmente, é possível se estabelecer saturações nas saídas dos controladores, limitando assim os valores máximos da velocidade na parte móvel e da corrente no enrolamento.

Em suma, o controle vetorial apresenta uma estrutura fixa e atua através da orientação dos fasores de espaço de tensão, fluxo e corrente. Essa característica possibilita ao sistema eletromecânico atingir uma melhor resposta dinâmica quando comparado ao controle V/f. É possível verificar na literatura que o esquema de controle apresentado na Figura 14 é amplamente utilizado em máquinas síncronas de ímãs permanentes, rotativas ou lineares. Alguns trabalhos que implementam esta técnica são: (ARELLANO-PADILLA et al., 2010; BOLOGNANI; CALLIGARO; PETRELLA, 2012; CALLIGARO; PETRELLA, 2012, 2013; CHEEMA; FLETCHER, 2013; CUPERTINO et al., 2011; DE M. FERNANDES et al., 2010;

GU; HE; ZHANG, 2009; HUSSAIN; TOLIYAT, 2016; SEOK; LEE; LEE, 2004; STASI; SALVATORE; CUPERTINO, 2003).

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram tratados os conceitos básicos necessários para o desenvolvimento do trabalho. Para tanto, foram estabelecidos os sistemas de referências utilizados em máquinas elétricas trifásicas, bem como foram realizadas analogias entre topologias rotativas e lineares. As características eletromagnéticas de topologias lineares também foram exploradas. Salienta-se que aspectos complementares relacionados à transformação de coordenadas são detalhados no Apêndice A.

3 MODELAGEM DINÂMICA NO REFERENCIAL TRIFÁSICO

Neste capítulo é realizada uma modelagem dinâmica genérica para atuadores eletromagnéticos lineares no referencial trifásico (abc). Para validação do equacionamento proposto são realizadas simulações computacionais com o modelo de elementos finitos do dispositivo eletromagnético escolhido para estudo de caso.

3.1 ATUADORES ELETROMAGNÉTICOS LINEARES: PLANOS *VERSUS* TUBULARES

Com o intuito de expandir o tema de modelagem dinâmica de máquinas lineares é interessante estabelecer uma comparação entre a topologia tubular mencionada no Capítulo 1, Figura 16(a), e outra topologia plana, Figura 16(b). Em ambas as topologias a armadura é longa, de forma que a região ativa, isto é, a região em que a força eletromagnética é desenvolvida, é definida pelo comprimento do arranjo de ímãs permanentes. Cabe salientar que a abordagem apresentada neste capítulo também é aplicável em topologias cilíndricas, uma vez que elas são semelhantes as topologias tubulares, conforme destacado no Capítulo 2.

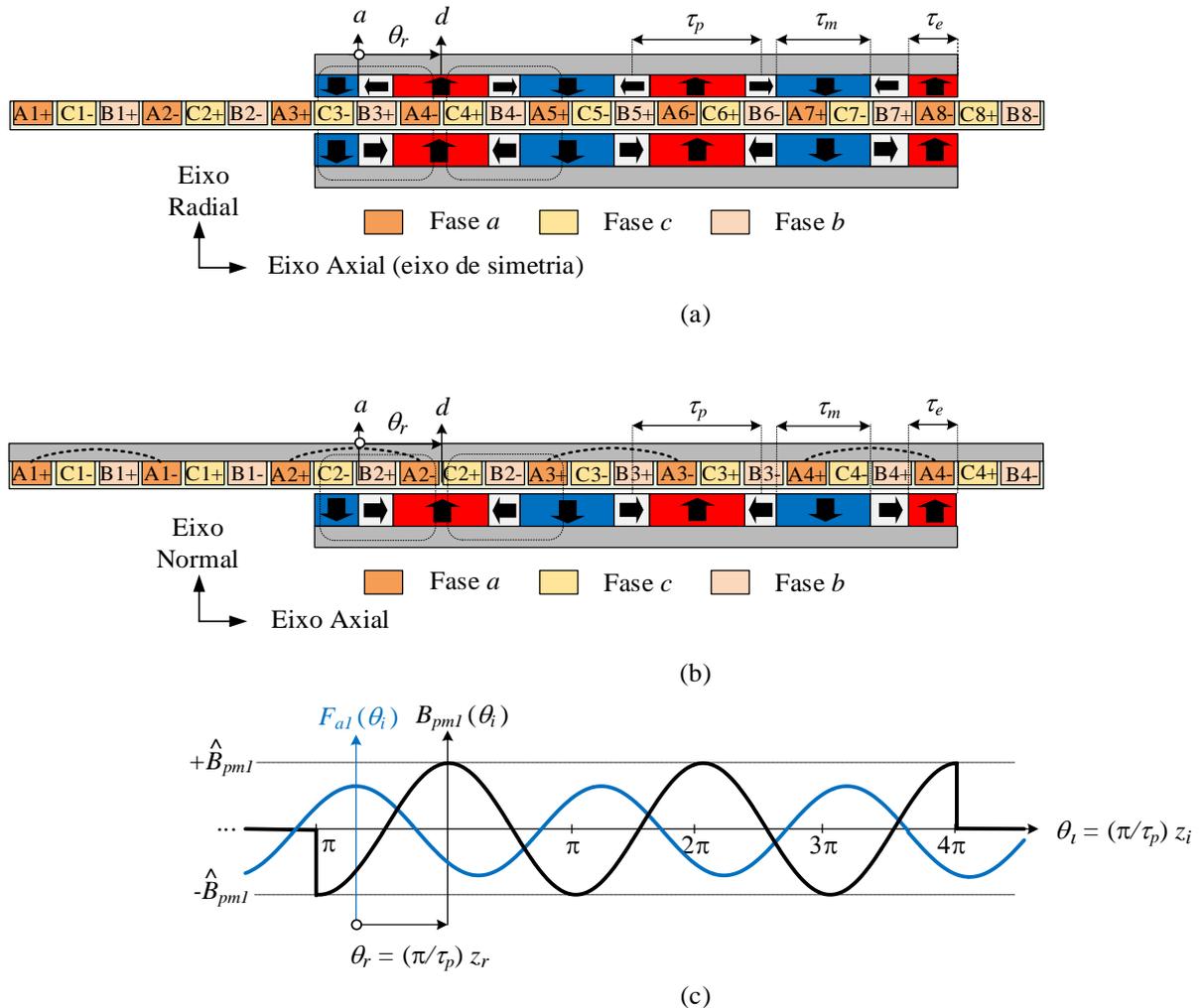
Vale destacar como as bobinas estão arranjas na armadura trifásica. Na máquina tubular existem oito bobinas por fase, que estão enroladas em torno da direção axial (z_i). Já na máquina plana o número de bobinas por fase é igual a quatro, e essas são enroladas em torno da direção normal. Em ambos os casos o número de espiras por bobina é definido como N_b .

É importante ressaltar que na Figura 16(a) e na Figura 16(b), o comprimento axial dos ímãs permanentes do arranjo de quase-Halbach das extremidades axiais é definido por τ_e . O comprimento axial dos demais ímãs permanentes magnetizados na direção radial e normal das topologias tubular e plana, respectivamente, é definido por τ_m .

A posição linear relativa entre a armadura e o arranjo de ímãs permanentes é definida por z_r , conforme ilustrado na Figura 16(c). Essa variável informa a distância entre o eixo magnético da fase a , definido no local em que a componente fundamental de força

magnetomotriz (F_{a1}) é máxima, e o eixo direto d , definido no local em que a componente fundamental da indução magnética produzida pelos ímãs (B_{pm1}) é máxima.

Figura 16 – (a) Topologia tubular (b) topologia plana (c) componente fundamental da indução magnética produzida pelo arranjo de ímãs permanentes (curva preta) e componente fundamental da força magnetomotriz produzida pela fase a (curva azul); z_i é o eixo axial do sistema de referência inercial.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.2 SISTEMA DE EXCITAÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO

O objetivo inicial é estabelecer uma modelagem matemática que se aplique para máquinas lineares planas ou tubulares. Para isso, é necessário o conhecimento da componente fundamental da indução magnética produzida pelo arranjo de ímãs permanentes (B_{pm1}),

conforme ilustrado na Figura 16(c). Para fins de simplificação da modelagem é considerado que a distribuição da indução magnética e a distribuição da força magnetomotriz ao longo da direção axial é periódica a cada dois passos polares dentro da região ativa.

Assim, o fluxo por polo produzido pelo arranjo de ímãs (ϕ_p) devido à fundamental da indução magnética no entreferro (B_{pm1}) é estabelecido:

$$\phi_p = \frac{2}{\pi} \widehat{B}_{pm1} A_p \quad (20)$$

onde A_p é área do polo e \widehat{B}_{pm1} é o valor de pico da primeira harmônica da indução magnética.

A área do polo na máquina plana (A_f) é dada por:

$$A_p = A_f = \tau_p L \quad (21)$$

onde τ_p é o passo polar e L é a largura do dispositivo.

A área do polo na máquina tubular (A_t) é expressa por:

$$A_p = A_t = 2\pi R_{ag} \tau_p \quad (22)$$

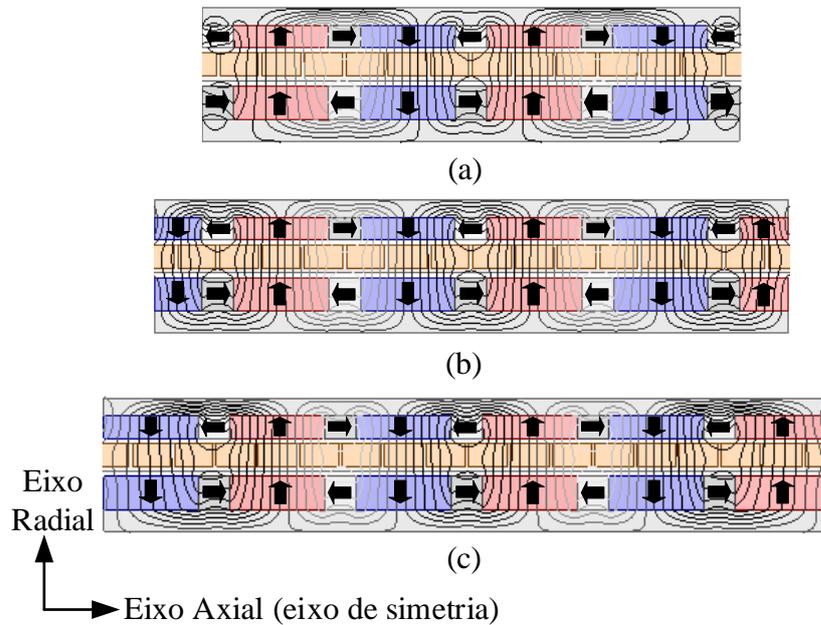
onde R_{ag} é o raio do entreferro médio.

No caso particular de máquinas lineares com arranjos de quase-Halbach, os ímãs extremos podem estar magnetizados na direção radial ou na direção axial. Para tanto, a relação τ_e/τ_m , definida na Figura 16(a) e na Figura 16(b), é alterada. É importante ressaltar que no caso da excitação magnética não for com arranjo de quase-Halbach também é possível empregar diferentes relações de τ_e/τ_m .

A Tabela 3 demonstra como o número de lados ativos por fase é alterado em função da relação τ_e/τ_m . Já a Figura 17 apresenta a distribuição de fluxo magnético no atuador linear tubular da Figura 16(a) em função da relação τ_e/τ_m . Salienta-se que para tornar a distribuição da indução magnética no entreferro uniforme, conforme Figura 17(b), bem como melhorar as características de desempenho da máquina, a melhor escolha, em geral, é adotar ímãs

extremos magnetizados na direção normal, no caso plano, e na direção radial, no caso tubular, com metade do tamanho dos ímãs centrais, ou seja, $\tau_e/\tau_m = 0,5$ (BOFF et al., 2019).

Figura 17 – Distribuição de fluxo magnético no atuador linear tubular da Figura 16(a) para as seguintes relações: (a) $\tau_e/\tau_m = 0$ (b) $\tau_e/\tau_m = 0,5$ (c) $\tau_e/\tau_m = 1$.



Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 3 – Número de lados ativos em função da relação τ_e/τ_m , isto é, a relação da dimensão entre os polos extremos e centrais magnetizados na direção radial ou normal dos exemplos da Figura 17.

| Arranjo de ímãs | Número médio de lados ativos por fase (n_a) |
|-----------------------|---|
| $\tau_e/\tau_m = 0$ | 13/3 |
| $\tau_e/\tau_m = 0,5$ | 15/3 |
| $\tau_e/\tau_m = 1$ | 17/3 |

Fonte: elaborado pelo autor.

Os três casos destacados na Figura 17 reforçam a ideia de que o equacionamento dinâmico de atuadores lineares seja em função do número de condutores ativos, e não em função do número de pares de polos. Sendo assim, o equacionamento apresentado ao longo do texto considera o efeito de extremidade devido aos polos extremos dos arranjos de ímãs permanentes, o que pode ser considerado uma contribuição desta dissertação.

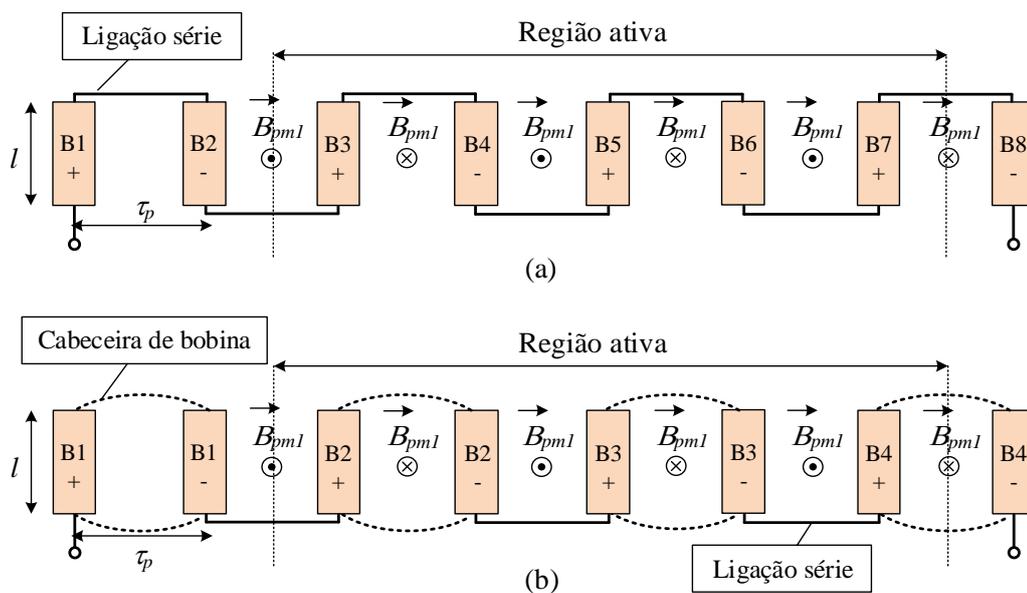
3.3 ENROLAMENTO TRIFÁSICO

A Figura 18 apresenta uma vista planificada do enrolamento da fase b , à qual é válida para ambas as topologias. Na máquina plana, a dimensão l corresponde a própria largura L do dispositivo, enquanto na máquina tubular l corresponde ao comprimento médio das bobinas. A figura ilustra a condição em que $\tau_e/\tau_m = 0,5$ e o fluxo magnético concatenado com a fase b é máximo, ou seja, o eixo direto (representado pelo vetor indução magnética \vec{B}_{pm1}) e o eixo magnético da fase b estão alinhados. Logo, nessa condição, o fluxo concatenado máximo com a fase (λ_{max}) é definido como:

$$\lambda_{max} = \frac{n_a}{2} K_{wl} N_b \phi_p \quad (23)$$

onde K_{wl} é o fator de enrolamento de primeira harmônica, detalhado na sequência do texto. Os parâmetros n_a , N_b e ϕ_p foram definidos em seções anteriores e representam o número de lados ativos por fase, o número de espiras por bobina e o fluxo por polo produzido pelos ímãs permanentes, respectivamente.

Figura 18 – Vista planificada da fase b nos atuadores da Figura 16 (a) topologia tubular ($l = 2\pi R_{ag}$) (b) topologia plana ($l = L$).



Fonte: elaborado pelo autor.

Na topologia plana, Figura 18(b), os lados ativos B1+ e B1- estão conectados através de cabeceiras de bobinas e compõem de fato uma bobina enrolada em torno da direção normal. Já na topologia tubular, Figura 18(a), para fins de modelagem matemática do fator de enrolamento, será considerado que dois lados ativos consecutivos de determinada fase compõem uma bobina fictícia. Por exemplo, as bobinas B1+ e B2- formam uma bobina fictícia de área $2\pi R_{ag} \tau_p$, a qual é obtida pela ligação em série de dois lados ativos através de um único condutor. Desta forma, torna-se possível adequar a teoria de enrolamento trifásico das máquinas rotativas para as topologias planas e tubulares simultaneamente.

O enrolamento tratado até este momento é do tipo concentrado e de camada simples. No entanto, é possível dividir o enrolamento de camada única em um enrolamento de duas camadas (eventualmente até mais de duas camadas podem ser utilizadas, embora isso não seja usual). Adicionalmente, a camada superior pode ser deslocada em relação a inferior. Esse deslocamento é definido pelo ângulo elétrico de encurtamento (γ) em radianos, definido como:

$$\gamma = \frac{\pi}{\tau_p} (\tau_p - \tau_c) \quad (24)$$

onde τ_c é o passo de bobina, isto é, a distância, em metros, entre dois lados ativos consecutivos, de polaridade distinta, da mesma fase.

Com base nessas considerações, a seguir são definidos os parâmetros necessários para a caracterização do enrolamento trifásico em topologias planas ou tubulares.

O ângulo entre dois lados ativos adjacentes (α_s), em radianos, é dado por:

$$\alpha_s = \frac{\pi}{S_p} \quad (25)$$

onde S_p é o número de lados ativos por polo e camada.

O número de lados ativos por polo, camada e fase (q) é definido em (26).

$$q = \frac{S_p}{3} \quad (26)$$

Sabendo-se que o fator de distribuição (K_{dh}) é dado por

$$K_{dh} = \frac{\text{sen}(qh\alpha_s/2)}{q \text{sen}(h\alpha_s/2)} \quad (27)$$

e que o fator de passo (K_{ph}) é obtido através de

$$K_{ph} = \cos\left(\frac{h\gamma}{2}\right) \quad (28)$$

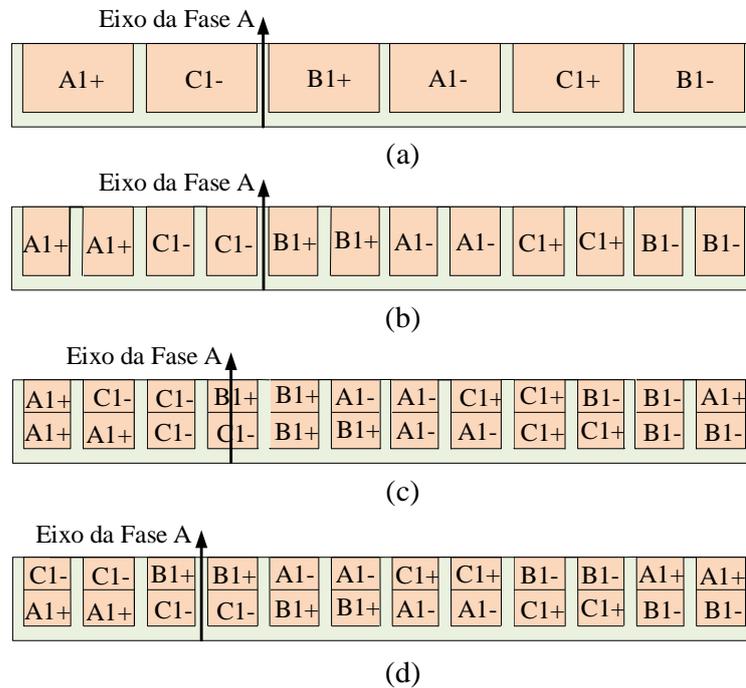
calcula-se o fator de enrolamento (K_{wh}) para a h -ésima harmônica em (29) (SEN, 2013).

$$K_{wh} = K_{ph}K_{dh} \quad (29)$$

Os enrolamentos a serem analisados neste capítulo para a armadura trifásica são apresentados na Figura 19. Nota-se que o eixo magnético das fases é deslocado ao adotar-se um enrolamento de passo encurtado. Dessa forma, tanto a tensão induzida quanto a força magnetomotriz da fase ficam defasadas de $\gamma/2$ rad de um caso para outro. Esse aspecto será utilizado na modelagem matemática apresentada na próxima seção.

Na Seção 3.1 o número de espiras por bobina no enrolamento concentrado foi definido pelo parâmetro N_b . Nas análises a serem realizadas no enrolamento distribuído e de passo pleno, o número de espiras por bobina será reduzido à metade. Já nos enrolamentos distribuídos e de passo encurtado, o número de espiras por bobina será reduzido à quarta parte. No entanto, o número de lados ativos é aumentado na mesma proporção que o número de espiras é reduzido, de forma que o resultado do produto $n_a N_b$ é igual para os quatro enrolamentos analisados, assim, o número total de condutores ativos é mantido o mesmo em todos os casos.

Figura 19 – Tipo de enrolamento: (a) concentrado e de passo pleno ($q = 1$ e $\gamma = 0$ rad) (b) distribuído e de passo pleno ($q = 2$ e $\gamma = 0$ rad) (c) distribuído e de passo encurtado ($q = 2$ e $\gamma = \pi/6$ rad) (d) distribuído e de passo encurtado ($q = 2$ e $\gamma = \pi/3$ rad).



Fonte: elaborado pelo autor.

Os fatores de passo e de distribuição para cada configuração da armadura são indicados na Tabela 4. De maneira geral, ao se adotar um enrolamento distribuído e/ou de passo encurtado, o fator de enrolamento atuará nas harmônicas espaciais de indução magnética e nas indutâncias. Essa situação será explorada ao longo das próximas seções.

Tabela 4 – Fatores de passo e de distribuição para harmônica de ordem h .

| γ | q | $h = 1$ | | $h = 3$ | |
|-------------|-----|----------|----------|----------|----------|
| | | K_{ph} | K_{dh} | K_{ph} | K_{dh} |
| 0 rad | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 0 rad | 2 | 1 | 0,966 | 1 | 0,707 |
| $\pi/6$ rad | 2 | 0,966 | 0,966 | 0,707 | 0,707 |
| $\pi/3$ rad | 2 | 0,866 | 0,966 | 0 | 0,707 |

Fonte: elaborado pelo autor.

3.4 TENSÃO INDUZIDA E FORÇA ELETROMAGNÉTICA

Inicialmente é estabelecido o fluxo concatenado com as fases devido ao fluxo produzido pelo sistema de excitação de campo (λ_a^{pm} , λ_b^{pm} e λ_c^{pm}):

$$\lambda_a^{pm}(t) = \lambda_{max} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r(t) + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (30)$$

$$\lambda_b^{pm}(t) = \lambda_{max} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r(t) - \frac{2\pi}{3} + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (31)$$

$$\lambda_c^{pm}(t) = \lambda_{max} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r(t) + \frac{2\pi}{3} + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (32)$$

A tensão induzida em cada fase (e_a , e_b e e_c) é calculada através da derivada temporal de (30) a (32) em relação ao tempo:

$$e_a(t) = -K_e v_r(t) \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r(t) + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (33)$$

$$e_b(t) = -K_e v_r(t) \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r(t) - \frac{2\pi}{3} + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (34)$$

$$e_c(t) = -K_e v_r(t) \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r(t) + \frac{2\pi}{3} + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (35)$$

onde $v_r = dz_r/dt$ é a velocidade linear relativa e K_e é a constante de força contra eletromotriz definida em (36).

$$K_e = \frac{\pi}{\tau_p} \lambda_{max} = \frac{\pi n_a}{\tau_p} \frac{K_{wl} N_b \phi_p}{2} \quad (36)$$

Assumindo que a potência elétrica (P_e) convertida em mecânica é dada por:

$$P_e(t) = i_a(t)e_a(t) + i_b(t)e_b(t) + i_c(t)e_c(t) = F_e(t)v_r(t) \quad (37)$$

obtem-se a seguinte expressão para a força eletromagnética (F_e) em função das correntes trifásicas e da posição linear relativa:

$$F_e(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} K_f \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (i_b(t) - i_c(t)) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r(t) + \frac{\gamma}{2}\right) - \frac{3}{2} i_a(t) \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r(t) + \frac{\gamma}{2}\right) \right] \quad (38)$$

onde K_f é a constante de força definida em (39).

$$K_f = \sqrt{\frac{3}{2}} K_e = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\pi n_a}{\tau_p} \frac{K_{wl} N_b \phi_p}{2} \quad (39)$$

Tanto a armadura quanto o arranjo de ímãs permanentes estão sob a ação de forças eletromagnéticas, sendo que essas forças são iguais em módulo e têm sentidos contrários. Portanto, (38) pode ser adaptada para o cálculo de qualquer uma dessas forças. De acordo com as definições adotadas para a modelagem, os sentidos convencionados como positivos para a força eletromagnética (F_e) no arranjo de ímãs permanentes e o seu deslocamento em relação à armadura (z_r) são os mesmos.

Na sequência dois métodos serão apresentados para o estabelecimento de K_f a partir da equação geral da força eletromagnética (38).

3.4.1 Método da Corrente Contínua: Constante de Força

Neste método é aplicada uma corrente contínua (I_{cc}) entre duas fases da máquina, enquanto a terceira é mantida em aberto. Assim, este procedimento é ideal para situações em que o enrolamento trifásico é ligado em estrela e não há acesso ao neutro.

Considerando que as seguintes correntes são aplicadas em (38):

$$i_b = -i_c = I_{cc} \quad (40)$$

$$i_a = 0 \quad (41)$$

e que a posição da máxima força eletromagnética é conhecida, isto é, $z_r = -(\tau_p/\pi)(\gamma/2)$, a constante de força é calculada por:

$$K_f = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{|F_e^{max}|}{I_{cc}} \quad (42)$$

onde $|F_e^{max}|$ é o módulo da máxima força eletromagnética.

3.4.2 Método da Corrente Alternada: Ondulação de Força

Neste método são aplicadas correntes nas três fases do enrolamento, de forma que o fasor de espaço resultante esteja em quadratura com o eixo direto, independente da sua posição. Assim, este procedimento é comumente utilizado na etapa do projeto do dispositivo

eletromagnético para investigação da ondulação de força. Para realização do acionamento estático em quadratura, as correntes injetadas nas fases devem estar em fase com as respectivas tensões induzidas, definida em (33) a (35), ou seja:

$$i_a(z_r) = -\sqrt{\frac{2}{3}} i_q \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (43)$$

$$i_b(z_r) = -\sqrt{\frac{2}{3}} i_q \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r - \frac{2\pi}{3} + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (44)$$

$$i_c(z_r) = -\sqrt{\frac{2}{3}} i_q \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{\tau_p} z_r + \frac{2\pi}{3} + \frac{\gamma}{2}\right) \quad (45)$$

onde i_q é a corrente de eixo quadratura.

A constante $\sqrt{2/3}$ caracteriza a transformação conhecida como invariante em potência, de forma que a constante de força é calculada por:

$$K_f = \frac{\bar{F}_e(z_r)}{i_q} \quad (46)$$

onde $\bar{F}_e(z_r)$ é o valor médio da força eletromagnética ao longo de todo o curso, isto é, na região em que o número de espiras ativas por fase é constante.

Por fim, para verificação da ondulação de força, define-se a seguinte figura de mérito:

$$OF(\%) = \frac{F_{max} - F_{min}}{F_{med}} \quad (47)$$

onde F_{max} , F_{min} e F_{med} são, respectivamente, as forças eletromagnéticas máxima, mínima e média para dada corrente de eixo quadratura.

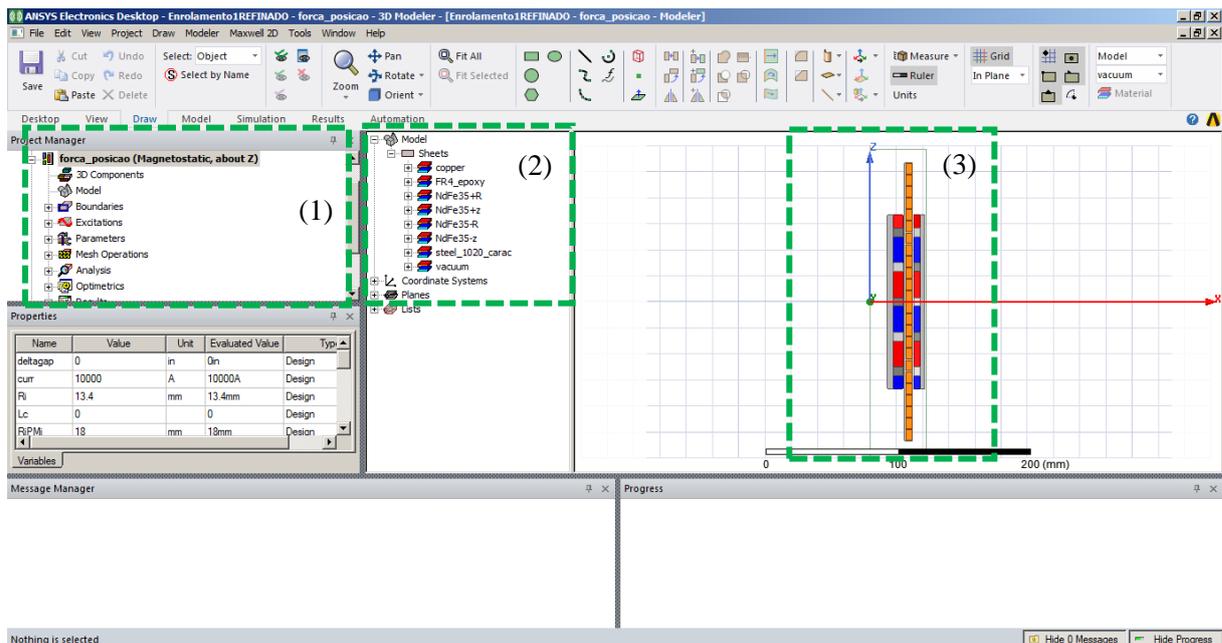
3.5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

A seguir é detalhado o modelo de elementos finitos desenvolvido em *software* comercial. Na sequência, os resultados obtidos através de simulações computacionais, estáticas e dinâmicas, são comparados aos resultados obtidos via modelos analíticos.

3.5.1 Modelo de Elementos Finitos

O modelo de elementos finitos (MEF) do atuador linear tubular síncrono com duplo arranjo de quase-Halbach foi implementado no pacote Maxwell® do *software* comercial ANSYS Electromagnetics®, sendo ilustrado na Figura 20. As regiões numeradas na figura têm as seguintes finalidades: (1) configuração das excitações elétricas, configuração geral das condições de simulação, ajuste das condições de contorno e de malha; (2) criação dos objetos que compõem o modelo de elementos finitos e especificação dos materiais utilizados; (3) visualização gráfica do dispositivo eletromagnético. Especificamente, no pacote Maxwell® são implementadas as simulações magnetostáticas.

Figura 20 – Modelo de elementos finitos desenvolvido no pacote ANSYS Maxwell®.

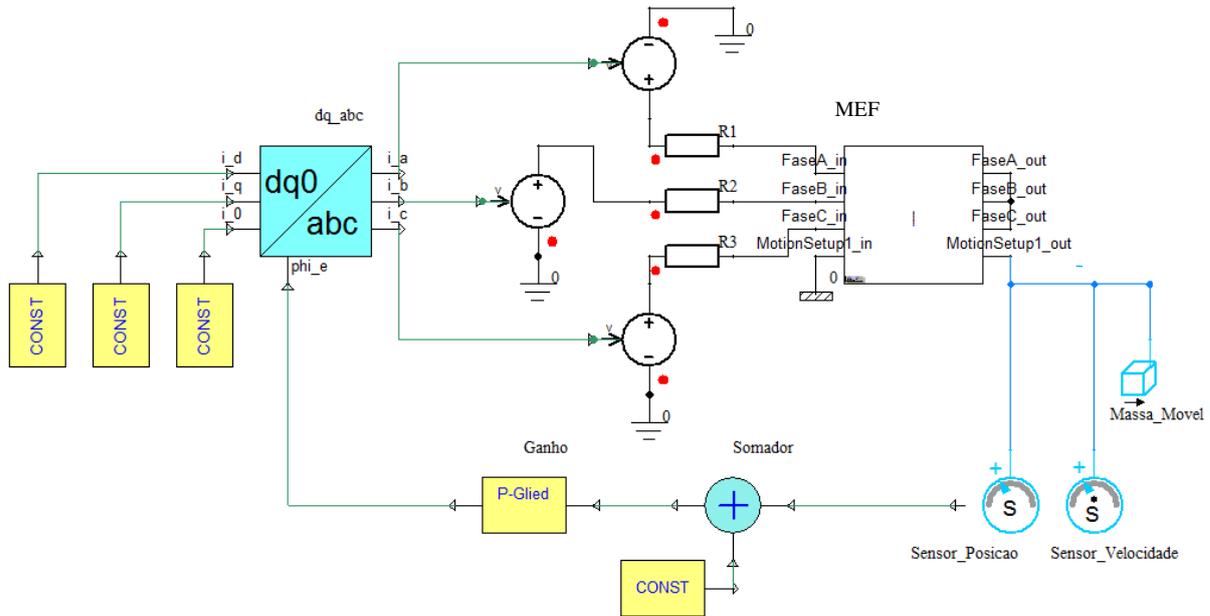


Fonte: captura de tela do pacote ANSYS Maxwell®.

As simulações transientes são realizadas em um ambiente de cossimulação entre o modelo de elementos finitos no pacote ANSYS Maxwell® e o pacote ANSYS Simplorer®, conforme ilustrado na Figura 21. O bloco “Somador” corrige a posição medida pelo instrumento “Sensor_Posição” para que na posição linear relativa igual a zero os eixos d e α estejam alinhados, ou seja, para que o resultado da soma esteja de acordo com as convenções

adotadas nas matrizes de transformação. Já o bloco “Ganho” faz a conversão entre posição linear e posição angular elétrica através do fator π/τ_p . Os demais blocos implementam a massa móvel, a resistência de fase e a tensão injetada no enrolamento.

Figura 21 – Ambiente de cossimulação no pacote ANSYS Simplorer®; diagrama utilizado nas simulações apresentadas na Seção 4.4.1.



Fonte: captura de tela do pacote ANSYS Simplorer®.

Tabela 5 – Parâmetros do atuador linear tubular da Figura 16(a); *valor utilizado no enrolamento com $q = 1$ e $\gamma = 0$ rad.

| Parâmetro | Valor |
|-----------------|-------------|
| τ_e/τ_m | 0,5 |
| N_b^* | 100 espiras |
| R_{ag} | 29,5 mm |
| τ_p | 26,64 mm |
| \hat{B}_{pml} | 0,76 T |

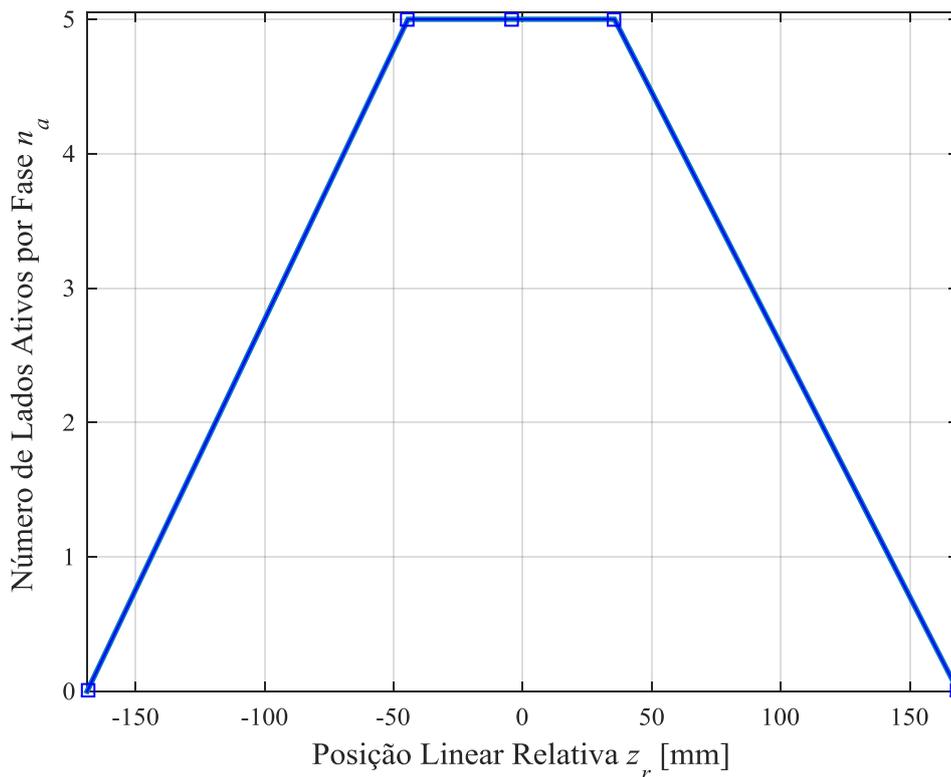
Fonte: elaborado pelo autor.

Os parâmetros básicos que caracterizam o dispositivo tubular, de acordo com a modelagem matemática das seções anteriores, são apresentados na Tabela 5. O valor da primeira harmônica da indução magnética que atua nos condutores (\hat{B}_{pml}) foi obtido através

de simulação estática, detalhada no Apêndice C. Esses parâmetros são necessários para o cálculo das respostas analíticas apresentadas nas próximas seções.

A Figura 22 apresenta o número de lados ativos por fase em função da posição linear relativa para o enrolamento do tipo $q = 1$ e $\gamma = 0$ rad. Na posição $z_r = -4,44$ mm a armadura trifásica está centralizada. A partir dessa posição o arranjo de ímãs ou a armadura podem se deslocar ± 40 mm na direção axial, no sentido positivo ou no sentido negativo, e manter o número de lados ativos por fase constante. Salienta-se que o curso é geralmente delimitado pela região em que n_a é constante, de forma que o dispositivo não reduz a sua capacidade de produzir força eletromagnética.

Figura 22 – Número de lados ativos por fase em função da posição linear relativa para o seguinte tipo de enrolamento: $q = 1$ e $\gamma = 0$ rad.



Fonte: elaborado pelo autor.

No entanto, a partir de $z_r = -44,44$ mm ou $z_r = 35,56$ mm, para fins de simplificação da modelagem, assume-se que o número de lados ativos por fase decresce linearmente com a

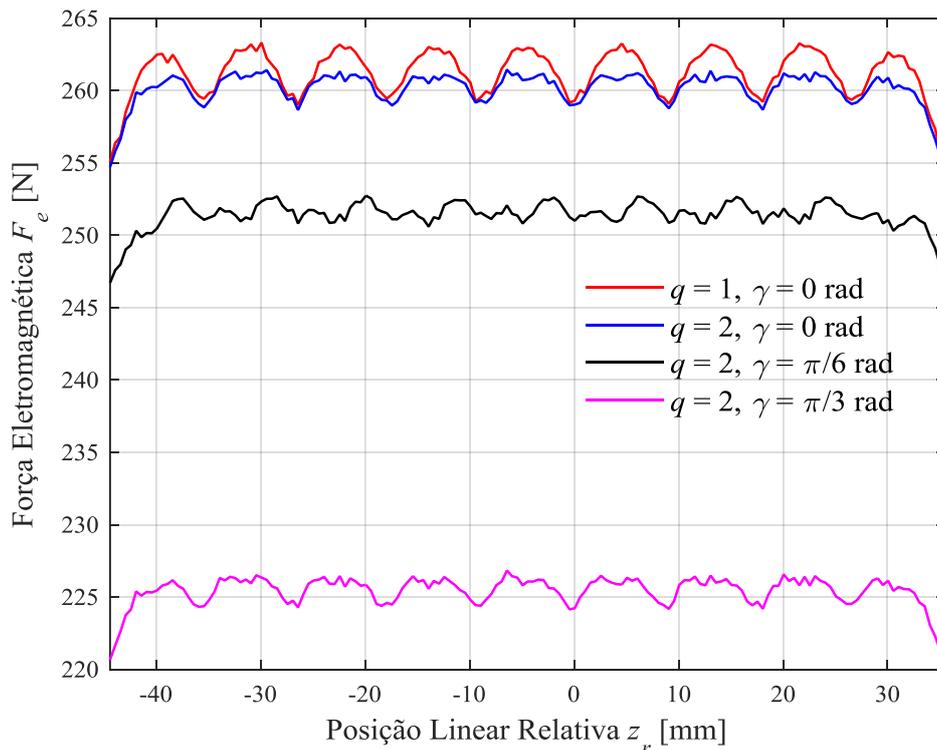
posição até que não haja nenhum condutor sob ação dos arranjos de quase-Halbach, ou seja, $n_a = 0$. Dessa forma, as duas regiões de operação com n_a variável são facilmente modeladas por duas equações de retas deslocadas da origem ($z_r = 0$ mm).

A seguir, para fins de validação da modelagem, tanto a região com n_a constante quanto a região com n_a variável serão analisadas através de simulações computacionais.

3.5.2 Análise Estática

Para uma verificação inicial sobre a intensidade e a ondulação da força, em função do tipo de enrolamento, o método da corrente de eixo quadratura foi implementado. A Figura 23 ilustra a condição em que uma corrente $i_q = 3,1$ A é injetada no enrolamento trifásico e a posição é deslocada entre os limites $z_r = -44,44$ mm e $z_r = 35,56$ mm, situação em que o número de lados ativos por fase é mantido constante. Os resultados mostram que a intensidade e a ondulação da força são, de fato, afetadas pelo tipo de enrolamento.

Figura 23 – Resultado obtido através do MEF com implementação do método da corrente de eixo quadratura para $i_q = 3,1$ A.



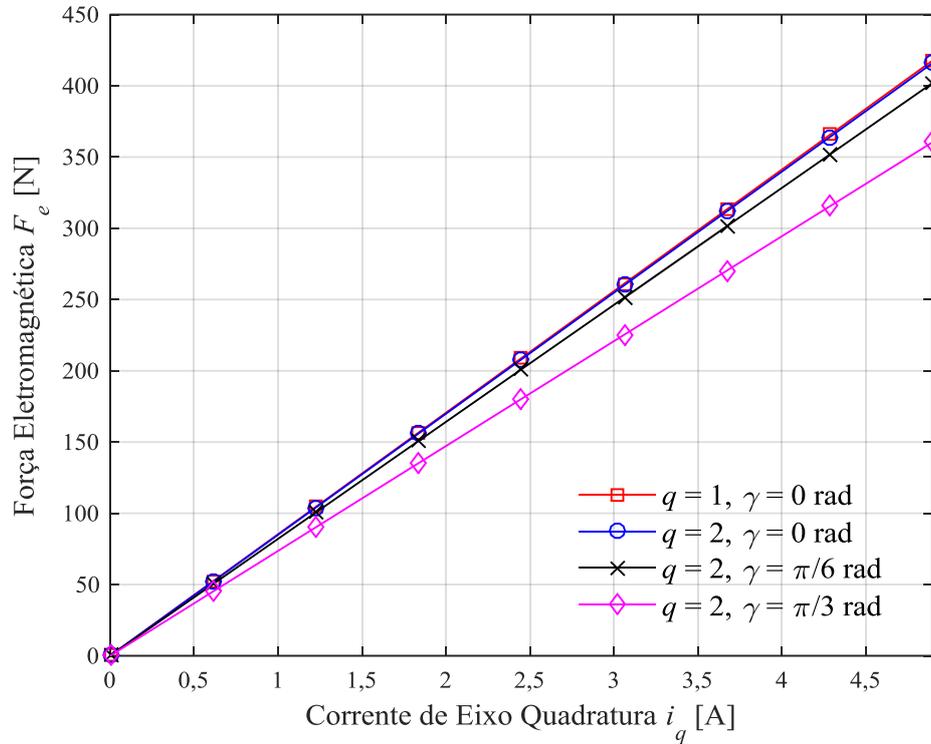
Fonte: elaborado pelo autor.

Com os objetivos de ampliar e detalhar a análise, na sequência foram realizadas oito simulações semelhantes a anterior, porém, com corrente de eixo quadratura sendo variada de 0 a 4,9 A. Os resultados das simulações são apresentados na Figura 24 e na Figura 25 e conduzem às seguintes conclusões:

1. A força eletromagnética média, apresentada na Figura 24, possui uma relação linear com i_q . Esse resultado está de acordo com (46), onde foi introduzida a constante de força K_f . Adicionalmente, não há indício de saturação magnética, mesmo para elevados níveis de corrente.
2. A constante de força é máxima para o enrolamento concentrado e mínima para o enrolamento distribuído com $\gamma = \pi/3$ rad.
3. A ondulação de força é pequena, mantendo-se menor que 3,5%, e essa é uma característica marcante da topologia.
4. Ao se adotar um enrolamento distribuído e de passo pleno ou distribuído e de passo encurtado em $\gamma = \pi/6$ rad, a ondulação de força é gradativamente reduzida.
5. No entanto, no enrolamento distribuído com maior encurtamento de passo, isto é, $\gamma = \pi/3$ rad, não ocorre a menor ondulação de força.

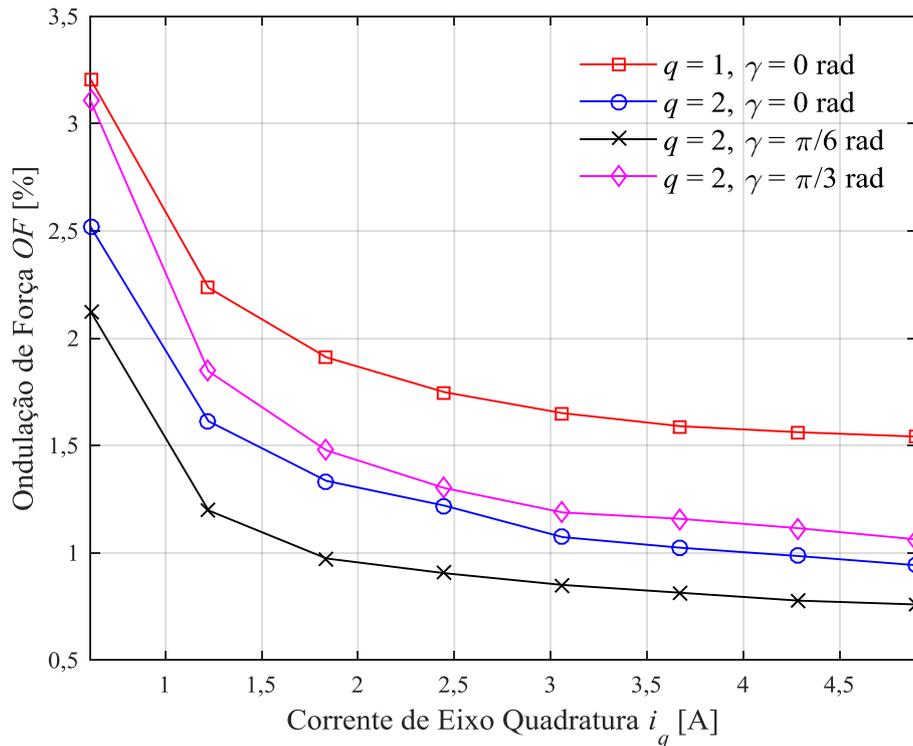
A Figura 26 apresenta os resultados da implementação do método da corrente contínua. Para tanto, foi aplicada uma corrente de 2 A entre as fases b e c e um deslocamento de um passo polar foi realizado. Assim, a partir de (42), as constantes de força são calculadas e apresentadas na Tabela 6. Os valores obtidos para K_f através do método da corrente de eixo quadratura (46) e através do método semi-analítico (39) também são apresentados na tabela para fins de comparação. De modo geral, os resultados são coerentes entre si.

Figura 24 – Resultado obtido através do MEF com implementação do método da corrente de eixo quadratura: verificação da constante de força no intervalo $-44,4 \text{ mm} \leq z_r \leq 35,56 \text{ mm}$.



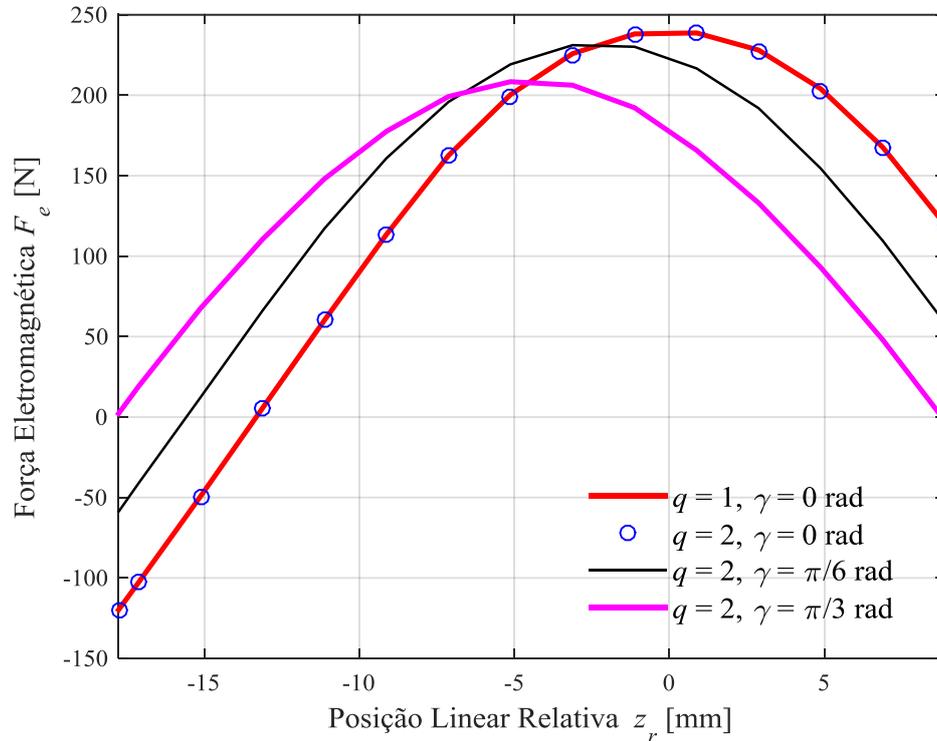
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 25 – Resultado obtido através do MEF com implementação do método da corrente de eixo quadratura: verificação da ondulação de força no intervalo $-40 \text{ mm} \leq z_r \leq 30 \text{ mm}$.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 26 – Resultado obtido através do MEF com implementação do método da corrente contínua para $I_{cc} = 2$ A.



Fonte: elaborado pelo autor.

Tabela 6 – Comparação entre a constante de força teórica e as obtidas nos métodos CC e CA.

| Tipo de enrolamento | Constante de força (N/A) | | |
|-----------------------------|--------------------------|-----------|----------------|
| | Método CC | Método CA | Semi-analítico |
| $q = 1, \gamma = 0$ rad | 84,39 | 85,32 | 86,24 |
| $q = 2, \gamma = 0$ rad | 84,25 | 84,96 | 83,33 |
| $q = 2, \gamma = \pi/6$ rad | 81,71 | 82,11 | 80,49 |
| $q = 2, \gamma = \pi/3$ rad | 73,68 | 73,62 | 72,16 |

Fonte: elaborado pelo autor.

Na topologia em estudo, as indutâncias próprias e mútuas apresentam uma leve oscilação em função da posição (BOFF, 2018). Portanto, serão analisados os valores médios das indutâncias para cada tipo de enrolamento, conforme Tabela 7.

Percebe-se que as indutâncias próprias (L_a , L_b e L_c) sofrem uma redução significativa em função do ângulo de encurtamento, e essa condição tende a alterar a resposta dinâmica da corrente elétrica. As indutâncias mútuas (L_{ab} , L_{bc} e L_{ca}), no entanto, não apresentam grandes mudanças.

Tabela 7 – Resultados obtidos via MEF dos valores médios das indutâncias próprias e mútuas.

| Tipo de enrolamento | Indutâncias (mH) | | | | | |
|-------------------------------------|------------------|-------|-------|----------|----------|----------|
| | L_a | L_b | L_c | L_{ab} | L_{bc} | L_{ca} |
| $q = 1, \gamma = 0 \text{ rad}$ | 6,19 | 6,19 | 6,18 | -1,68 | -2,37 | -2,37 |
| $q = 2, \gamma = 0 \text{ rad}$ | 6,10 | 6,10 | 6,10 | -1,69 | -2,38 | -2,38 |
| $q = 2, \gamma = \pi/6 \text{ rad}$ | 5,27 | 5,56 | 5,55 | -1,90 | -2,40 | -2,24 |
| $q = 2, \gamma = \pi/3 \text{ rad}$ | 4,19 | 4,52 | 4,52 | -1,85 | -2,18 | -1,83 |

Fonte: elaborado pelo autor.

3.5.3 Análise Dinâmica

Conforme previamente destacado, as simulações dinâmicas para verificação da tensão induzida são realizadas em um ambiente de cossimulação entre o modelo de elementos finitos e o pacote ANSYS Simplorer®. Para tanto, no modelo numérico são feitos os seguintes ajustes: ligação do enrolamento trifásico em estrela sem neutro e imposição do movimento linear.

A modelagem matemática realizada na Seção 3.4 considera a componente fundamental de indução magnética. A expressão para a tensão induzida na fase a , conforme (33), pode ser generalizada para a h -ésima componente harmônica:

$$e_a(z_r, t) = \sum_{h=1}^{\infty} E_{ph}(z_r, t) \text{sen} \left(h \frac{\pi}{\tau_p} (v_r(t)t + z_r(0)) + h \frac{\gamma}{2} \right) \quad (48)$$

onde $z_r(0)$ é a posição linear inicial e E_{ph} é o valor de pico da tensão induzida de ordem harmônica h , definido em (49). No entanto, os arranjos de quase-Halbach utilizados produzem, além da componente fundamental, apenas a componente de terceira harmônica com amplitude significativa (ZANATTA, 2018).

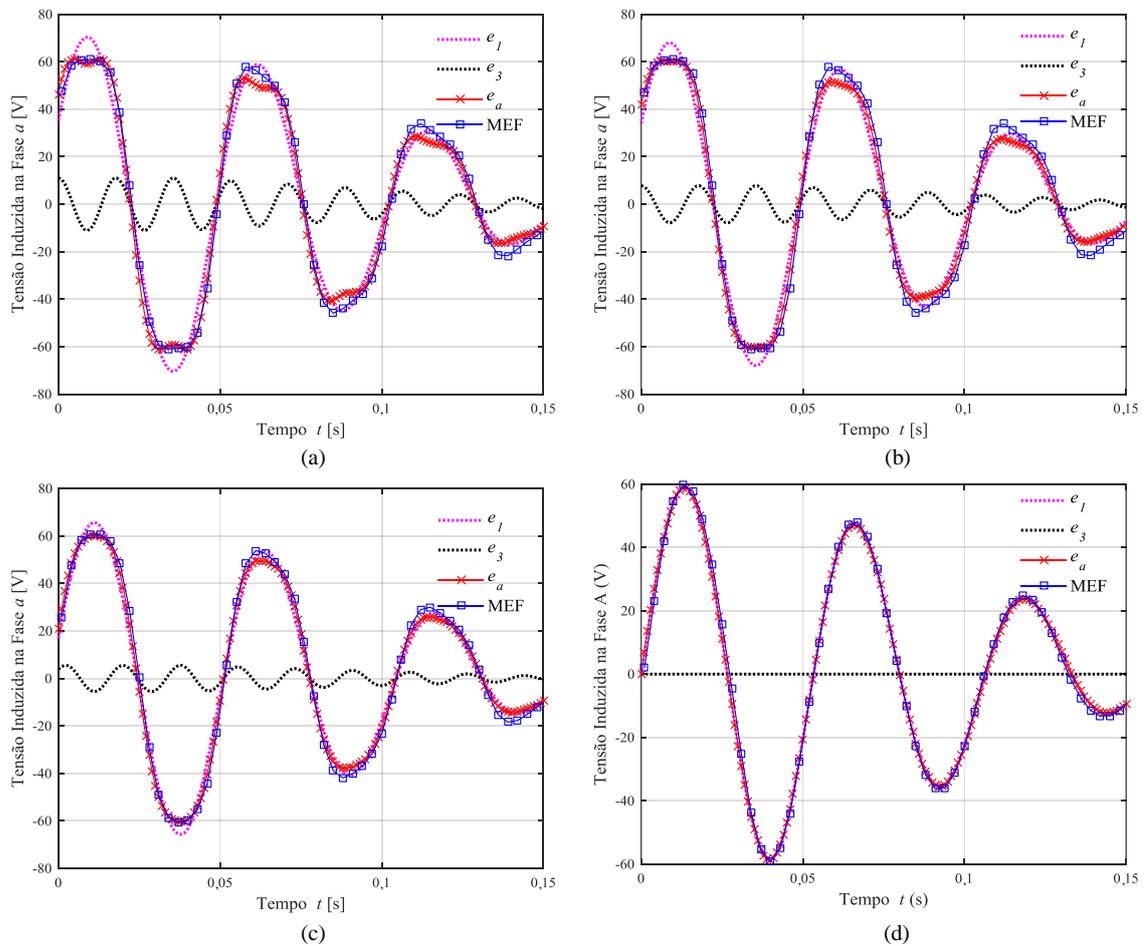
$$E_{ph}(z_r, t) = -2\pi R_{ag} n_a(z_r) N_b v_r(t) \hat{B}_{pmh} K_{wh} \quad (49)$$

As simulações a seguir consideram que a armadura parte da posição centralizada, isto é, $z_r(0) = -4,44 \text{ mm}$, com velocidade linear de 1 m/s no sentido positivo de z_i , ou seja, $v_r(t) = -1 \text{ m/s}$. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 27. Nessa figura são mostradas a

componente fundamental e a terceira harmônica da tensão induzida na fase a (e_1 e e_3), sendo ambas calculadas através de (48), bem como a tensão resultante (e_a). Também são mostradas as tensões induzidas na fase a que são fornecidas pelo *software* de elementos finitos.

Cada bobina do enrolamento apresenta uma terceira harmônica de tensão induzida, com amplitude proporcional a terceira harmônica espacial de indução magnética, que é $\widehat{B}_{pm3} = 0,12$ T (valor de pico). Porém, conforme o fator de enrolamento K_{w3} , expresso em (29), essa terceira harmônica pode ser reduzida ou eliminada da tensão de fase.

Figura 27 – Tensão induzida para $v_r = -1$ m/s: (a) $q = 1$ e $\gamma = 0$ rad; (b) $q = 2$ e $\gamma = 0$ rad; (c) $q = 2$ e $\gamma = \pi/6$ rad; (d) $q = 2$ e $\gamma = \pi/3$ rad.



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 27(a) é relativa ao enrolamento concentrado e de passo pleno. Percebe-se que o resultado analítico apresenta concordância com o resultado numérico, e que a terceira

harmônica de tensão de fase está presente. Em $t = 0,04$ s, o dispositivo sai da região de operação com n_a constante, de forma que a tensão induzida na fase é reduzida linearmente com a posição.

Na Figura 27(b) e na Figura 27(c) os resultados analíticos e numéricos continuam sendo semelhantes. A distribuição do enrolamento e o encurtamento de passo provocam pequenas reduções nas amplitudes das tensões de fase. Porém, a redução da terceira harmônica torna a tensão de fase com uma forma de onda cada vez mais próxima da senoidal. Na Figura 27(d), com o encurtamento de $\pi/3$ rad, tem-se $K_{w3} = 0$, a terceira harmônica é eliminada, o que torna a tensão de fase senoidal.

3.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi estabelecida uma modelagem dinâmica genérica para atuadores eletromagnéticos lineares, topologias planas ou tubulares, em função das variáveis no referencial trifásico (abc). O equacionamento foi validado através de simulações realizadas em um modelo de elementos finitos de um atuador linear tubular. Essas simulações trataram basicamente do atuador operando em condições estáticas ou dinâmicas (com velocidade mecânica imposta – modo gerador).

4 MODELAGEM DINÂMICA NOS REFERENCIAIS BIFÁSICOS

Neste capítulo são introduzidos modelos dinâmicos para atuadores eletromagnéticos lineares nos referenciais bifásicos, os quais viabilizarão o estudo do atuador linear tubular com duplo arranjo de quase-Halbach operando em acionamentos elétricos em malha aberta e em malha fechada.

4.1 INTRODUÇÃO

Para expressar o modelo dinâmico de uma máquina linear trifásica nos referenciais bifásicos são estabelecidas inicialmente as equações dinâmicas que relacionam tensão (v), corrente (i) e fluxo concatenado (λ) no referencial trifásico (abc):

$$v_a(t) = R_s i_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \quad (50)$$

$$v_b(t) = R_s i_b(t) + \frac{d\lambda_b(t)}{dt} \quad (51)$$

$$v_c(t) = R_s i_c(t) + \frac{d\lambda_c(t)}{dt} \quad (52)$$

onde R_s é a resistência da armadura.

Nas máquinas lineares síncronas com ímãs permanentes de superfície, as indutâncias próprias (L_{abc}) e as indutâncias mútuas (M_{abc}) das fases são aproximadamente constantes em função da posição axial. Adicionalmente, para fins de simplificação da modelagem matemática, será desprezada a influência do efeito de extremidade nos valores médios das indutâncias mútuas, ou seja, indiretamente, qualquer tipo de oscilação nas indutâncias síncronas também será desprezada. Essa simplificação é viável pois, como as amplitudes das oscilações das indutâncias no atuador tubular analisado são pequenas, vide Apêndice C, ela

não afeta significativamente os resultados obtidos através dos modelos dinâmicos, apresentados na sequência do texto.

Desta forma, o fluxo concatenado com cada uma das fases (λ_a , λ_b e λ_c) é dado por:

$$\lambda_a(t) = L_{abc}i_a(t) + M_{abc}(i_b(t) + i_c(t)) + \lambda_{max} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p}z_r(t)\right) \quad (53)$$

$$\lambda_b(t) = L_{abc}i_b(t) + M_{abc}(i_a(t) + i_c(t)) + \lambda_{max} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p}z_r(t) - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (54)$$

$$\lambda_c(t) = L_{abc}i_c(t) + M_{abc}(i_a(t) + i_b(t)) + \lambda_{max} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p}z_r(t) + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (55)$$

onde λ_{max} é o fluxo concatenado máximo estabelecido em (23).

Unificando as equações elétricas (50) a (52) com as equações de fluxo concatenado (53) a (55) e na sequência aplicando a transformada de Clarke (2), obtém-se o modelo em função das variáveis de tensão (v) e corrente (i) no sistema de referência bifásico ($\alpha\beta$):

$$v_\alpha(t) = R_s i_\alpha(t) + L_s \frac{di_\alpha}{dt} - v_r(t) K_f \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p}z_r(t)\right) \quad (56)$$

$$v_\beta(t) = R_s i_\beta(t) + L_s \frac{di_\beta}{dt} + v_r(t) K_f \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p}z_r(t)\right) \quad (57)$$

onde L_s é a indutância síncrona definida em (58).

$$L_s = L_{abc} - M_{abc} \quad (58)$$

A expressão para a força eletromagnética em função das variáveis no referencial $\alpha\beta$ é apresentada em (59).

$$F_e(t) = K_f \left[i_\beta(t) \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p}z_r(t)\right) - i_\alpha(t) \sin\left(\frac{\pi}{\tau_p}z_r(t)\right) \right] \quad (59)$$

Em suma, as variáveis de tensão e corrente no referencial bifásico ($\alpha\beta$) são grandezas alternadas e apresentam a mesma frequência das variáveis no referencial trifásico (abc). Mais

além, a expressão para a força eletromagnética depende de relações trigonométricas associadas à posição linear relativa.

4.2 MODELO NO ESPAÇO DE ESTADO NÃO LINEAR

Com o modelo dinâmico expresso no referencial bifásico síncrono (dq), a expressão da força eletromagnética é significativamente simplificada, e as variáveis de tensão (v) e corrente (i) passam a ser grandezas constantes em estado estacionário.

Aplicando a transformação de coordenadas (8) em (56), (57) e (59), o modelo no referencial bifásico síncrono é expresso no espaço de estado não linear por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \quad (60)$$

onde o vetor de estados $\mathbf{x}(t)$, o vetor de entrada $\mathbf{u}(t)$ e a função $\mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t))$ são, respectivamente:

$$\mathbf{x}(t) = [i_q(t) \quad i_d(t) \quad v_r(t) \quad z_r(t)]^T \quad (61)$$

$$\mathbf{u}(t) = [v_q(t) \quad v_d(t) \quad f_L(t)]^T \quad (62)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) = \begin{bmatrix} \frac{v_q(t)}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_q(t) - \frac{\pi}{\tau_p} v_r(t) i_d(t) - \frac{K_f}{L_s} v_r(t) \\ \frac{v_d(t)}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} i_d(t) + \frac{\pi}{\tau_p} v_r(t) i_q(t) \\ \frac{K_f}{M} i_q(t) - \frac{1}{M} f_L(t) \\ v_r(t) \end{bmatrix} \quad (63)$$

onde f_L é a força de carga e M é a massa móvel.

Com base no modelo dq apresentado para a máquina linear síncrona de ímãs permanentes, as seguintes considerações podem ser realizadas:

1. A priori, o modelo da máquina linear síncrona de ímãs permanentes no referencial síncrono é não linear.

2. As não linearidades do modelo dq estão associadas à velocidade relativa (v_r) e as correntes de eixo direto (i_d) e de eixo quadratura (i_q), devido às multiplicações entre essas variáveis de estado.
3. No entanto, se a condição $K_f/L_s \gg \pi/\tau_p$ for verdadeira, a corrente de eixo quadratura, a velocidade relativa e a posição relativa têm uma relação linear com v_q , mesmo em acionamentos em malha aberta.
4. De qualquer modo, a equação dinâmica da corrente de eixo direto é não linear, de forma que na próxima seção a mesma será linearizada através de expansão por Série de Taylor.
5. Para obter uma elevada relação K_f/L_s , uma possibilidade é utilizar dois arranjos de quase-Halbach, conforme Figura 16(a), e ímãs permanentes de alto produto energético. Adicionalmente, o grande entreferro magnético da topologia, ou seja, a grande distância entre as culatras magnéticas, tende a tornar a indutância síncrona (L_s) baixa.
6. Se a armadura trifásica for adotada como a parte móvel na máquina apresentada na Figura 16(a), a massa móvel resultará pequena, pois será composta essencialmente por bobinas de cobre. Essa situação possibilitará que rápidas respostas a comandos de posicionamento sejam atingidas em acionamentos em malha fechada.

Para fins de comparação, na Tabela 8 são apresentados valores numéricos dos parâmetros de atuadores lineares de ímãs permanentes trifásicos abordados na literatura, sendo as constantes de força calculadas de acordo com a metodologia apresentada nesta dissertação. Os trabalhos associados com cada atuador são: (CHEEMA et al., 2016a) – Atuador 1; (CUPERTINO; NASO, 2010) – Atuador 2; (HSU et al., 2001) – Atuador 3; (CHEEMA; FLETCHER, 2013) – Atuador 4.

Tabela 8 – Comparação dos parâmetros de diferentes topologias lineares.

| | Atuador 1 | Atuador 2 | Atuador 3 | Atuador 4 |
|--------------|-----------|-----------|------------|-----------|
| L_s | 1,95 mH | 7,8 mH | 7 mH | 6,7 mH |
| K_f | 38,14 N/A | 25,47 N/A | 19 N/A | 20,8 N/A |
| t_p | 25,6 mm | 25,6 mm | 61 mm | 52,2 mm |
| R_s | 3 ohms | 12 ohms | 17,36 ohms | 3 ohms |
| M | 1,25 kg | 2,75 kg | 1,87 kg | 6 kg |
| K_f/L_s | 19.559 | 3.265 | 2.714 | 3.104 |
| π/τ_p | 122,65 | 122,65 | 51,5 | 60,18 |

Fonte: elaborado pelo autor.

Naturalmente, para cada topologia existe uma combinação diferente entre os parâmetros do modelo, sendo que a condição $K_f/L_s \gg \pi/\tau_p$, vide Tabela 8, pode indicar ou não a utilização do modelo linear apresentado a seguir.

4.3 MODELO NO ESPAÇO DE ESTADO LINEAR

As considerações elencadas anteriormente sugerem que a análise dinâmica de máquinas lineares síncronas com elevada constante de força, baixa indutância síncrona e baixa massa móvel sejam baseadas em um modelo linear. De forma geral, essas características são desejadas para máquinas lineares destinadas a servoacionamentos. Sendo assim, o modelo no referencial síncrono (dq) para esse tipo de aplicação, expresso no espaço de estado linear, é dado por:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (64)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \quad (65)$$

onde a saída do sistema (\mathbf{y}) é definida como a posição linear relativa (z_r). Nesse caso, a matriz dinâmica \mathbf{A} , a matriz de entrada \mathbf{B} , a matriz de saída \mathbf{C} e a matriz de transmissão direta \mathbf{D} são dadas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{K_f}{L_s} & 0 \\ \frac{\pi}{\tau_p} V_{re} & -\frac{R_s}{L_s} & \frac{\pi}{\tau_p} I_{qe} & 0 \\ \frac{K_f}{M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (66)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_s & 0 \\ 0 & 0 & -1/M \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (67)$$

$$\mathbf{C} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \quad (68)$$

$$\mathbf{D} = [0 \quad 0 \quad 0] \quad (69)$$

onde V_{re} (m/s) e I_{qe} (A) são os pontos de linearização do sistema. A linearização através de expansão por Série de Taylor é detalhada em (CHEN, 1999).

Alternativamente, o modelo linear no referencial síncrono, considerando apenas a malha associada ao movimento, é dado através da função de transferência teórica $G_t(s)$, expressa por:

$$G_t(s) = \frac{z_r(s)}{v_q(s)} = \frac{K_f}{L_s M s^3 + R_s M s^2 + K_f^2 s} \quad (70)$$

onde $z_r(s)$ é a posição linear relativa e $v_q(s)$ é a tensão de eixo quadratura, ambas no domínio de Laplace (s).

Considerando que a função de transferência (70) apresenta três polos (σ_1, σ_2 e σ_3), as localizações desses polos em função dos parâmetros do atuador são dadas em (71), (72) e (73).

$$\sigma_1 = 0 \quad (71)$$

$$\sigma_2 = -\frac{R_s M + \sqrt{R_s^2 M^2 - 4L_s M K_f^2}}{2L_s M} \quad (72)$$

$$\sigma_3 = -\frac{R_s M - \sqrt{R_s^2 M^2 - 4L_s M K_f^2}}{2L_s M} \quad (73)$$

4.4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para validação da modelagem matemática, a topologia apresentada na Figura 16(a) foi novamente analisada através do seu modelo de elementos finitos. Todos os resultados apresentados nesta seção e nos próximos capítulos consideram o enrolamento trifásico concentrado ($q = 1$, $\gamma = 0$ rad), que é o tipo de enrolamento empregado no protótipo em que foram realizados os testes experimentais (Capítulo 5).

Os valores numéricos dos parâmetros dos modelos dq são apresentados na Tabela 9. A indutância síncrona (L_s) é calculada de acordo com (58) com base nos valores da Tabela 7. A resistência da armadura (R_s) e a massa móvel (M) foram obtidas em (ZANATTA, 2018).

Tabela 9 – Parâmetros dos modelos dinâmicos dq .

| Parâmetro | Valor |
|-----------|---------------|
| τ_p | 26,64 mm |
| K_f | 86 N/A |
| R_s | 12,7 Ω |
| L_s | 8,5 mH |
| M | 1,57 kg |

Fonte: elaborado pelo autor.

4.4.1 Análise no Domínio do Tempo

Uma análise inicial é realizada para verificação da resposta temporal das variáveis de estado em um acionamento em malha aberta. Para tanto, foi realizada uma simulação transiente no modelo de elementos finitos considerando que os seguintes sinais de entrada foram aplicados:

$$v_q(t) = V_q u(t - \tau_q) \quad (74)$$

$$v_d(t) = V_d u(t - \tau_d) \quad (75)$$

$$f_L(t) = F_L u(t - \tau_L) \quad (76)$$

onde V_q , V_d e F_L representam a amplitude dos degraus aplicados nos instantes de tempo τ_q , τ_d e τ_L , respectivamente.

Em regime permanente, os valores da corrente de eixo quadratura (I_q) e da velocidade relativa (V_r) são dados por:

$$I_q = F_L/K_f \text{ para } t \geq \tau_L \quad (77)$$

$$V_r = \frac{1}{K_f} V_q \text{ para } \tau_q \leq t \leq \tau_L \quad (78)$$

$$V_r = \frac{1}{K_f} \left(V_q - \frac{R_s}{K_f} F_L \right) \text{ para } t \geq \tau_L \quad (79)$$

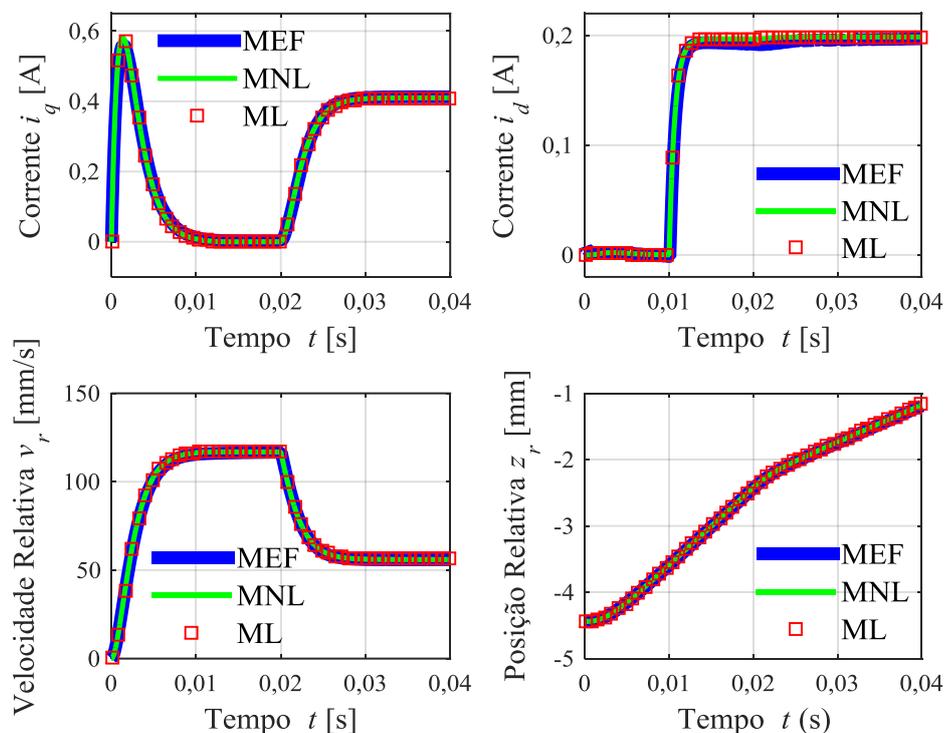
de forma que o modelo (64) é linearizado em torno do ponto de operação $I_{qe} = I_q/2$ e $V_{re} = V_r/2$.

Os resultados obtidos através do modelo de elementos finitos (MEF), do modelo não linear (MNL), expresso em (60), e do modelo linear (ML), de acordo com (64) e (65), são apresentados na Figura 28. As condições adotadas na simulação são: $V_q = 10$ V, $V_d = 2,5$ V, $F_L = 35$ N, $\tau_q = 0$ s, $\tau_d = 10$ ms e $\tau_L = 20$ ms.

O comportamento do sistema está de acordo com o esperado sob o ponto de vista físico. Imediatamente após a aplicação da tensão de eixo quadratura, a corrente de eixo quadratura cresce até um valor máximo e, a seguir, cai para um valor próximo de zero. Ou seja, é o comportamento típico da corrente de partida de um motor elétrico que opera sem carga. Durante esse intervalo de tempo, a corrente de eixo direto permanece praticamente nula. A força eletromagnética desenvolvida provoca o crescimento da velocidade. Em $t = 10$ ms o sistema praticamente atinge o estado estacionário. A tensão de eixo direto é aplicada nesse momento, o que faz a corrente de mesmo eixo crescer rapidamente e se estabilizar logo a seguir. As demais grandezas praticamente não são afetadas por essa situação. Em $t = 20$ ms é aplicada uma carga mecânica, o que faz a velocidade diminuir. Essa queda de velocidade permite que a corrente de eixo quadratura aumente até que a força eletromagnética iguale a

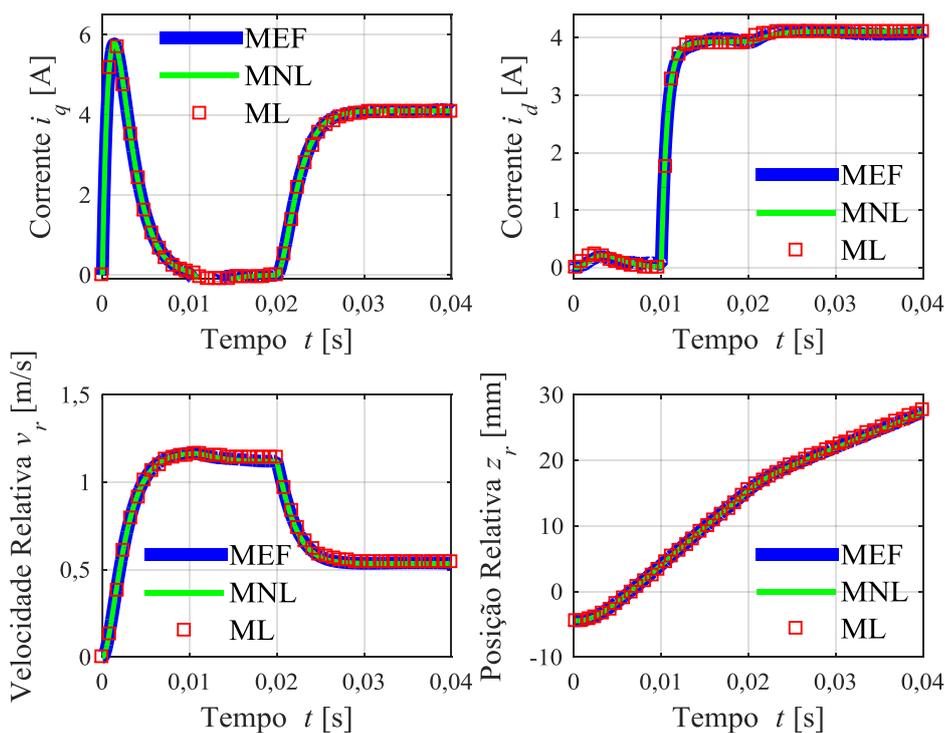
força resistente imposta pela carga mecânica. No final do intervalo de análise, em $t = 40$ ms, o sistema está em estado estacionário.

Figura 28 – Simulação 1: resposta temporal das variáveis de estado considerando que a armadura está na posição inicial centralizada, isto é, $z_r(0) = -4,44$ mm.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 29 – Simulação 2: verificação da linearidade e do acoplamento das variáveis de estado.



Fonte: elaborado pelo autor.

A segunda simulação considera que a tensão de eixo quadratura e a força de carga são cem vezes os valores utilizados na simulação anterior, enquanto a tensão de eixo direto é vinte vezes a da simulação anterior. O comportamento dinâmico para essa situação é apresentado na Figura 29.

Tanto a corrente de eixo quadratura quanto a velocidade apresentam uma relação linear com v_q , ou seja, são cem vezes os resultados obtidos na primeira simulação. Conforme esperado, verifica-se que um aumento considerável em i_d tem pouca influência tanto em i_q quanto em v_r .

4.4.2 Análise no Domínio da Frequência

No modelo numérico de elementos finitos a resposta em frequência do dispositivo pode ser levantada através da injeção de sinais apropriados no enrolamento trifásico. Para tanto, a tensão aplicada nas entradas de eixo direto e de eixo quadratura são expressas por:

$$v_q(t) = \widehat{V}_q \cos(\omega_q t) \quad (80)$$

$$v_d(t) = 0 \quad (81)$$

onde \widehat{V}_q é o valor de pico da tensão de eixo quadratura e ω_q é a frequência angular da tensão de eixo quadratura.

Na sequência foram realizadas seis simulações transientes no modelo de elementos finitos, onde a frequência de alimentação (ω_q) foi variada no intervalo de 0 a 30 krad/s. A tensão aplicada na entrada de eixo quadratura (v_q) e a força eletromagnética (F_e) desenvolvida são apresentadas na Figura 30.

A partir desses resultados a posição linear relativa (z_r) é obtida através da seguinte expressão:

$$z_r(t) = \int \left(\frac{1}{M} \int F_e(t) dt \right) dt = \widehat{Z}_r \cos(\omega_q t + \phi) \quad (82)$$

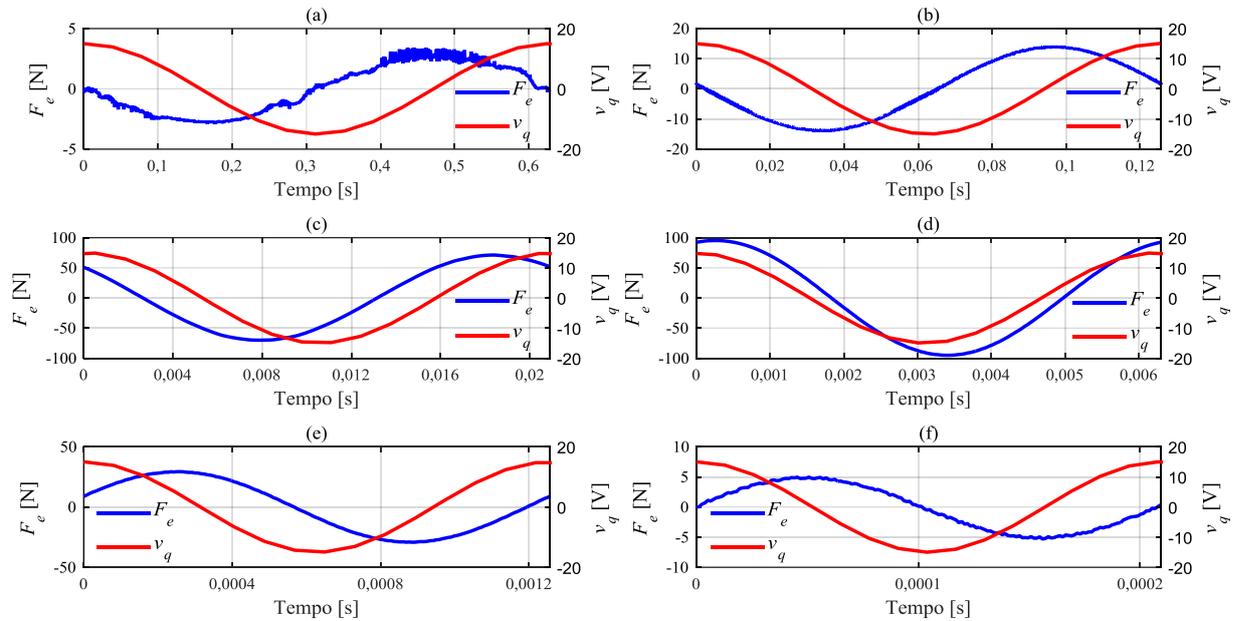
onde \hat{Z}_r é o valor de pico da posição linear relativa e ϕ é a defasagem angular.

Por fim, o módulo e a fase da função de transferência $G_{MEF}(s)$, identificada via simulações numéricas realizadas no modelo de elementos finitos, são calculados através de (83) e (84).

$$|G_{MEF}(s)|_{dB} = 20 \log_{10}(\hat{Z}_r/\hat{V}_q) \quad (83)$$

$$\angle G_{MEF}(s) = \phi \quad (84)$$

Figura 30 – Tensão aplicada na entrada de eixo quadratura (v_q) e força eletromagnética (F_e) desenvolvida no arranjo de ímãs permanentes para: (a) $\hat{V}_q = 15$ V, $\omega_q = 10$ rad/s (b) $\hat{V}_q = 15$ V, $\omega_q = 50$ rad/s (c) $\hat{V}_q = 15$ V, $\omega_q = 300$ rad/s (d) $\hat{V}_q = 15$ V, $\omega_q = 1$ krad/s (e) $\hat{V}_q = 15$ V, $\omega_q = 5$ krad/s (f) $\hat{V}_q = 15$ V, $\omega_q = 30$ krad/s.



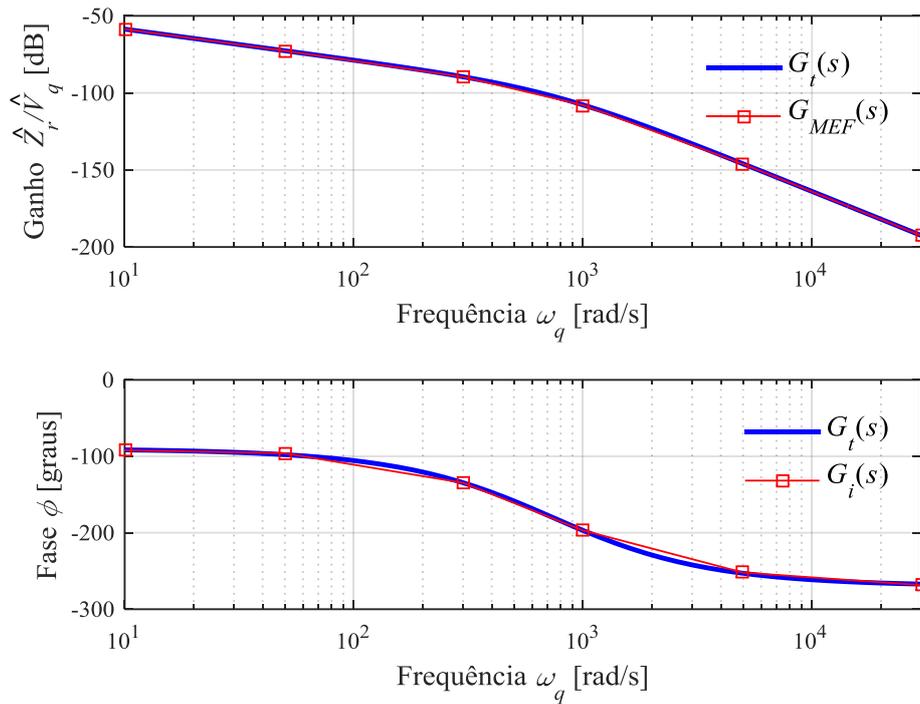
Fonte: elaborado pelo autor.

As respostas em frequência de $G_t(s)$ e $G_{MEF}(s)$ são comparadas na Figura 31. Os resultados apresentados validam a função de transferência teórica em uma ampla faixa de frequência, que contempla tanto a estabilização do ângulo de fase quanto a localização dos polos do sistema em malha aberta.

A função de transferência teórica (70) pode ser adotada para o projeto de controladores para máquinas lineares com características semelhantes à analisada.

Adicionalmente, essa função de transferência poderá ser simplificada dependendo da frequência de operação do sistema eletromecânico, da localização dos polos de $G_t(s)$ e da precisão requerida pelo sistema em malha fechada.

Figura 31 – Comparação das respostas em frequência da função de transferência teórica $G_t(s)$ e da função de transferência identificada via método de elementos finitos $G_{MEF}(s)$.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo tratou da análise dinâmica de atuadores eletromagnéticos lineares no referencial síncrono. Em particular, uma abordagem para análise no espaço de estado linear e através da resposta em frequência foram apresentadas, a qual difere da abordagem tradicionalmente apresentada na literatura (espaço de estado não linear).

A topologia adotada no estudo apresenta uma alta constante de força, uma baixa indutância síncrona e uma baixa massa móvel. Em função dos resultados obtidos, a resposta dinâmica das variáveis de estado pode ser representada através do modelo linear proposto no referencial síncrono.

Por fim, destaca-se que até este ponto do texto os resultados foram obtidos através de simulações computacionais realizadas com o modelo de elementos finitos e também com os modelos dinâmicos.

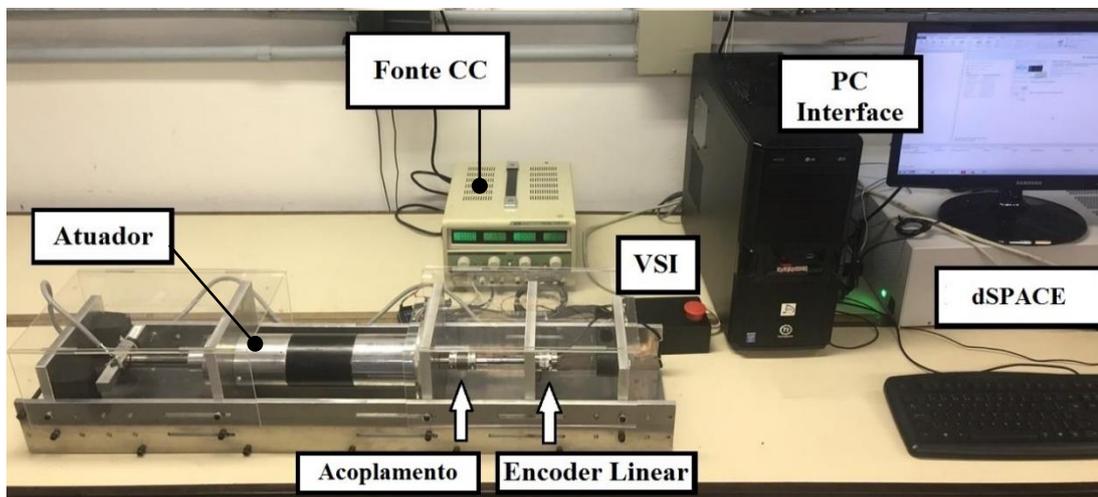
5 ACIONAMENTO DO ATUADOR TUBULAR

Neste capítulo são apresentados os experimentos realizados no laboratório com o atuador linear tubular. Para tanto, a bancada de teste é detalhada e os acionamentos implementados em malha aberta e malha fechada são discutidos.

5.1 DESCRIÇÃO DA BANCADA DE TESTES

A bancada utilizada nos testes experimentais é ilustrada na Figura 32. Na plataforma digital dSPACE (DS1007, DS5202 e EV1048) é implementada a conversão entre os sistemas de referência, a modulação PWM senoidal, a leitura da medição das correntes nas fases e a leitura da medição do *encoder* linear absoluto LinACE™ (0,5 µm de precisão). Para tanto, um diagrama de blocos, apresentado no Apêndice B, é elaborado no Simulink® e após compilado é implementado pela dSPACE.

Figura 32 – Bancada para realização dos ensaios experimentais.

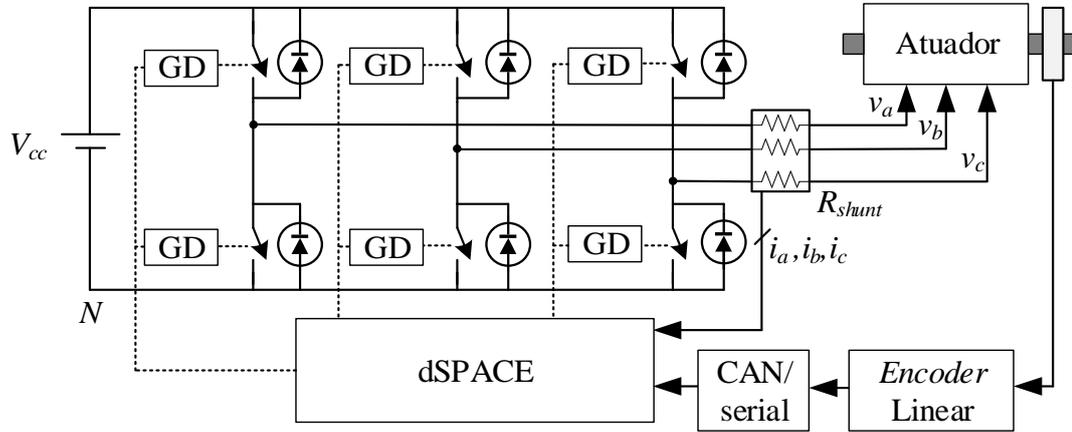


Fonte: elaborado pelo autor.

O atuador linear tubular é alimentado através de um inversor fonte de tensão, modelo BOOSTXL-3PHGANINV (TEXAS INSTRUMENTS, 2018). A topologia do inversor e o seu esquema de ligação são detalhados na Figura 33. A comunicação entre o *encoder* linear e a

dSPACE é intermediada por um Arduino Mega, o qual faz a conversão dos dados fornecidos pelo sensor em protocolo CAN (*Controller Area Network*) para comunicação serial.

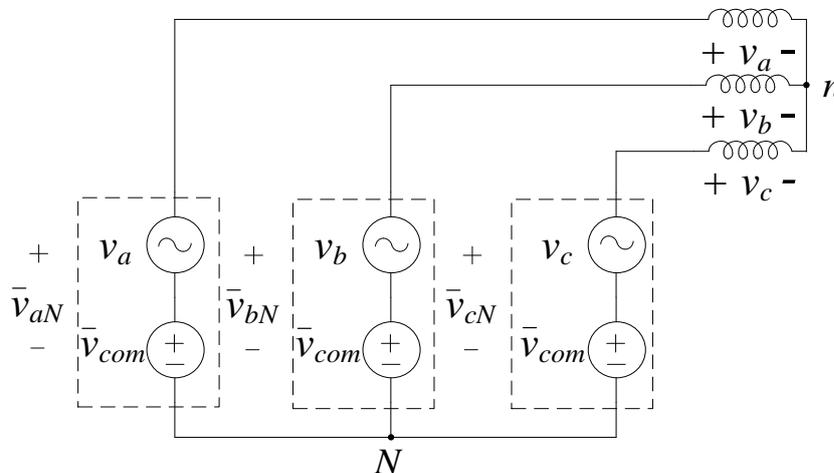
Figura 33 – Topologia do inversor fonte de tensão.



Fonte: elaborado pelo autor.

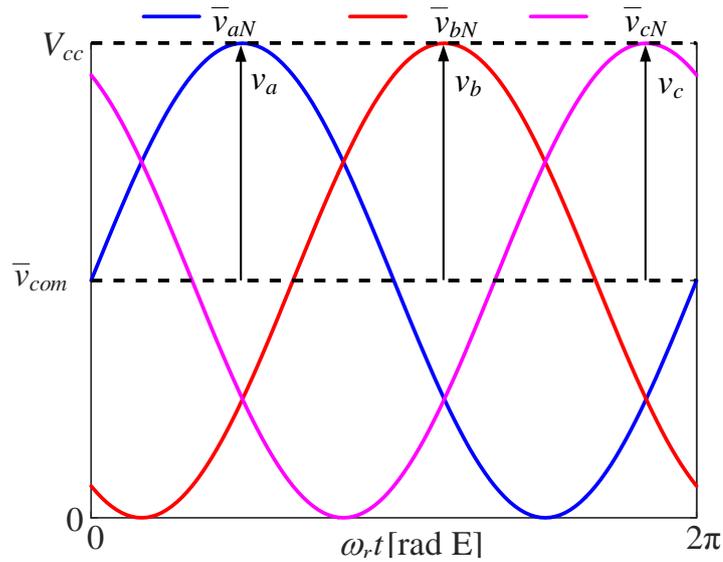
Uma representação esquemática do funcionamento do inversor é apresentada na Figura 34. As fontes de tensão \bar{v}_{aN} , \bar{v}_{bN} e \bar{v}_{cN} são as tensões médias por ciclo de chaveamento em cada polo de potência em relação ao referencial N , que representa o terminal negativo do barramento CC. As parcelas senoidais de \bar{v}_{aN} , \bar{v}_{bN} e \bar{v}_{cN} , definidas como v_a , v_b e v_c , se propagam para as tensões de fase na carga, enquanto a parcela de modo comum ($\bar{v}_{com} = V_{cc}/2$) é constante e não se propaga para a saída (MOHAN, 2011, 2012).

Figura 34 – Circuito equivalente da modulação PWM senoidal.



Fonte: baseado em (MOHAN, 2012).

Figura 35 – Formas de ondas ideais na modulação PWM senoidal.



Fonte: baseado em (MOHAN, 2012).

A partir da Figura 35, obtém-se:

$$\bar{v}_{aN} = \frac{V_{cc}}{2} + v_a \quad (85)$$

$$\bar{v}_{bN} = \frac{V_{cc}}{2} + v_b \quad (86)$$

$$\bar{v}_{cN} = \frac{V_{cc}}{2} + v_c \quad (87)$$

Dividindo (85) a (87) por V_{cc} , tem-se:

$$d_a = \frac{1}{2} + \frac{v_a}{V_{cc}} \quad (88)$$

$$d_b = \frac{1}{2} + \frac{v_b}{V_{cc}} \quad (89)$$

$$d_c = \frac{1}{2} + \frac{v_c}{V_{cc}} \quad (90)$$

onde $d_a = \bar{v}_{aN}/V_{cc}$, $d_b = \bar{v}_{bN}/V_{cc}$ e $d_c = \bar{v}_{cN}/V_{cc}$ são os ciclos de trabalho das chaves superiores de cada polo de potência do inversor; os ciclos de trabalho das chaves inferiores são complementares aos apresentados. A partir da definição dos ciclos de trabalho, os níveis de

tensão dos sinais de saída da dSPACE são adequados pelos *Gate Drivers* (GD), os quais são responsáveis por realizar o correto acionamento das chaves.

As correntes nas fases são medidas através de três resistores *shunts* de 5 m Ω e três amplificadores de instrumentação (INA 240) incorporados ao inversor, sendo os dados obtidos enviados para as entradas analógicas da plataforma digital.

Em todos os testes realizados, a frequência de amostragem configurada na dSPACE e a frequência de chaveamento do inversor foram mantidas em 16 kHz, sendo a tensão no barramento CC mantida em $V_{cc} = 40$ V.

5.2 CONSTANTE DE FORÇA EXPERIMENTAL

A seguir são detalhados dois ensaios para levantamento da constante de força: ensaio estático e ensaio dinâmico.

5.2.1 Ensaio Estático

Este ensaio consiste basicamente na implementação experimental do Método da Corrente Contínua detalhado na Seção 3.4.1. Os resultados experimentais apresentados em (ECKERT, 2016) indicam que uma corrente contínua de 1 A aplicada entre as fases *b* e *c* produz uma força eletromagnética máxima igual a 110 N. Assim, a constante de força é calculada a partir de (42), resultando em 77,78 N/A. Esse resultado corresponde a aproximadamente 90,44% do valor inicialmente calculado para K_f .

5.2.2 Ensaio Dinâmico

Alternativamente, há uma maneira de se obter a constante de força por meio de um simples ensaio dinâmico. Considerando que um degrau de tensão é aplicado na tensão de eixo quadratura, aplicando o teorema do valor final em:

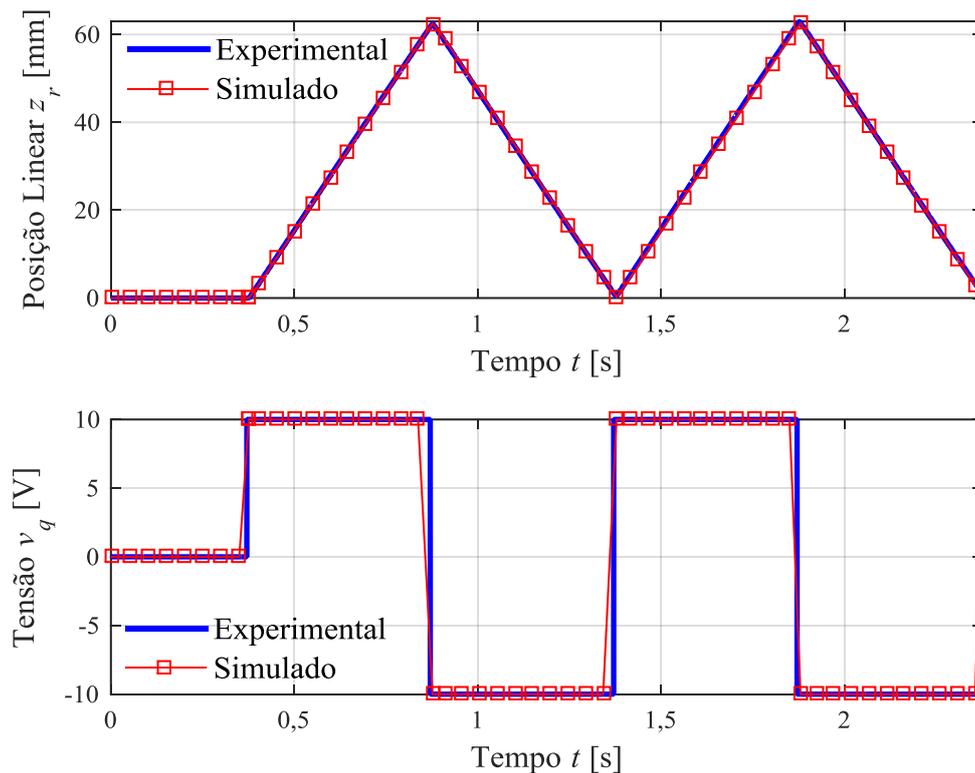
$$v_r(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s[G_t(s)] \frac{V_q}{s} \quad (91)$$

e manipulando algebricamente o resultado dessa operação, a constante de força é estabelecida a partir da relação entre a amplitude do degrau aplicado na tensão de eixo quadratura (V_q) e a taxa de variação da posição linear relativa ($\Delta z_r/\Delta t = v_r$):

$$K_f = \frac{V_q}{\Delta z_r/\Delta t} \quad (92)$$

A Figura 36 apresenta o resultado obtido decorrente a implementação desse ensaio, de forma que a constante de força calculada através de (92) pode ser aproximada por 80 N/A, ou seja, está em boa concordância com o valor obtido através do ensaio estático.

Figura 36 – Ensaio dinâmico para levantamento da constante de força; simulado através de (70).



Fonte: elaborado pelo autor.

Os principais motivos para a redução da constante de força no protótipo em relação ao modelo de elementos finitos são (ECKERT, 2016):

1. O MEF considera que os anéis de ímãs permanentes são magnetizados na direção radial; no entanto, no protótipo esses anéis foram segmentados em oito arcos e magnetizados de forma paralela.
2. Adicionalmente, cada um dos oito arcos tem um encobrimento de 44 graus, o que representa uma redução total de 8 graus em cada anel de ímã permanente.
3. A indução remanescente nos ímãs permanentes no MEF é levemente superior à indução remanescente efetivada no protótipo.

A partir desta seção, os modelos teóricos consideram um valor intermediário para a constante de força em relação aos resultados dos ensaios experimentais, ou seja, $K_f = 79,6$ N/A.

5.3 PROCESSO DE IDENTIFICAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

O sinal a ser injetado na entrada do sistema para realização do processo de identificação é do tipo *Pseudo Random Binary Sequence* (PRBS). Uma das finalidades desse sinal é excitar os modos do sistema que correspondem ao seu conteúdo espectral e, assim, possibilitar a obtenção da sua resposta em frequência. O PRBS que será implementado é gerado de acordo com a rotina estabelecida em (COELHO; COELHO, 2016) e tem um período de 1 ms.

A Figura 37 apresenta a posição medida pelo *encoder* linear para um sinal PRBS de amplitude igual a ± 15 V aplicado na entrada v_q . A partir dos dados de entrada e saída do processo, aplica-se a Transformada de Fourier em ambos os sinais, de acordo com (93), onde \mathcal{F} é o operador da transformada, e obtém-se a função de transferência experimental $G_e(s)$.

$$G_e(s) = \frac{\mathcal{F}[z_r(t)]}{\mathcal{F}[v_q(t)]} \quad (93)$$

Na sequência, divide-se a resposta em frequência em módulo, de acordo com (94), e fase, como em (95). Desta forma, é possível comparar o diagrama de bode construído através

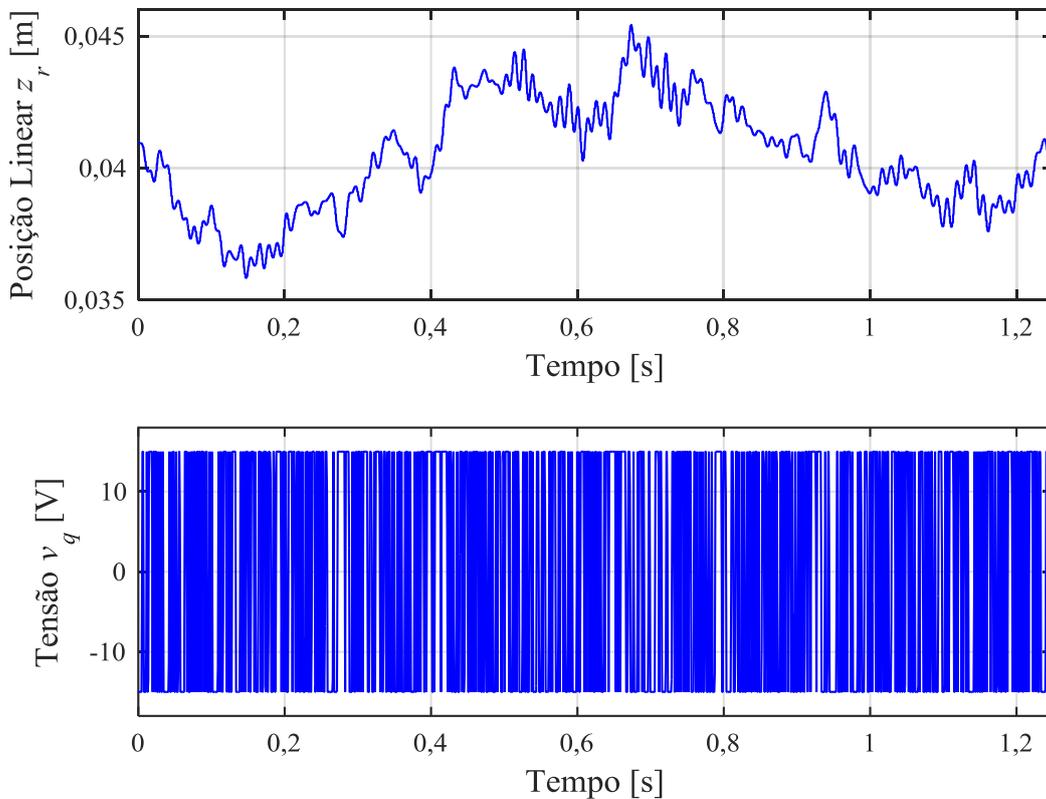
da função de transferência teórica (70) e o obtido através do processo de identificação, conforme Figura 38. O processo de identificação também foi realizado para $v_q = \pm 5$ V e $v_q = \pm 24,5$ V, de forma que os resultados obtidos foram iguais aos da Figura 38.

$$|G_e(s)|_{\text{dB}} = 20 \log_{10} |G_e(s)| \quad (94)$$

$$\angle G_e(s) = \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{imag}[G_e(s)]}{\text{real}[G_e(s)]} \right\} \quad (95)$$

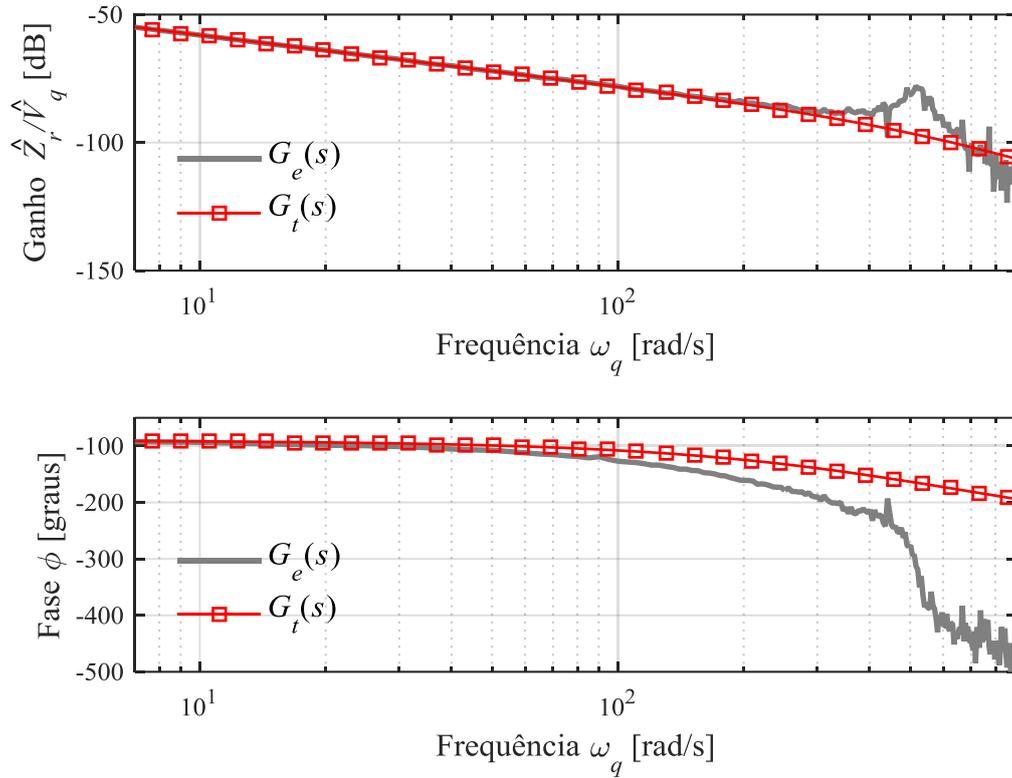
Assim, constata-se uma boa coerência entre as respostas em frequência teórica e experimental até $\omega_q = 100$ rad/s; no entanto, em frequências superiores a essa, começa a ocorrer uma divergência entre as curvas, motivando a discussão apresentada a seguir.

Figura 37 – Sinais de entrada e saída utilizados no processo de identificação da resposta em frequência.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 38 – Resposta em frequência obtida através do processo de identificação.



Fonte: elaborado pelo autor.

Dois fatores podem ser observados no processo de identificação: a existência de um atraso de transporte e de um polo complexo conjugado. Atribui-se a existência do atraso de transporte ao circuito eletrônico de acionamento, isto é, ao inversor e ao *encoder* linear. O eixo do atuador e o eixo do *encoder* estão conectados através de um acoplamento mecânico flexível (vide Figura 32), de forma que a ressonância existente é atribuída ao fenômeno abordado na literatura, de máquinas rotativas, como “ressonâncias torcionais” (MOHAN, 2012).

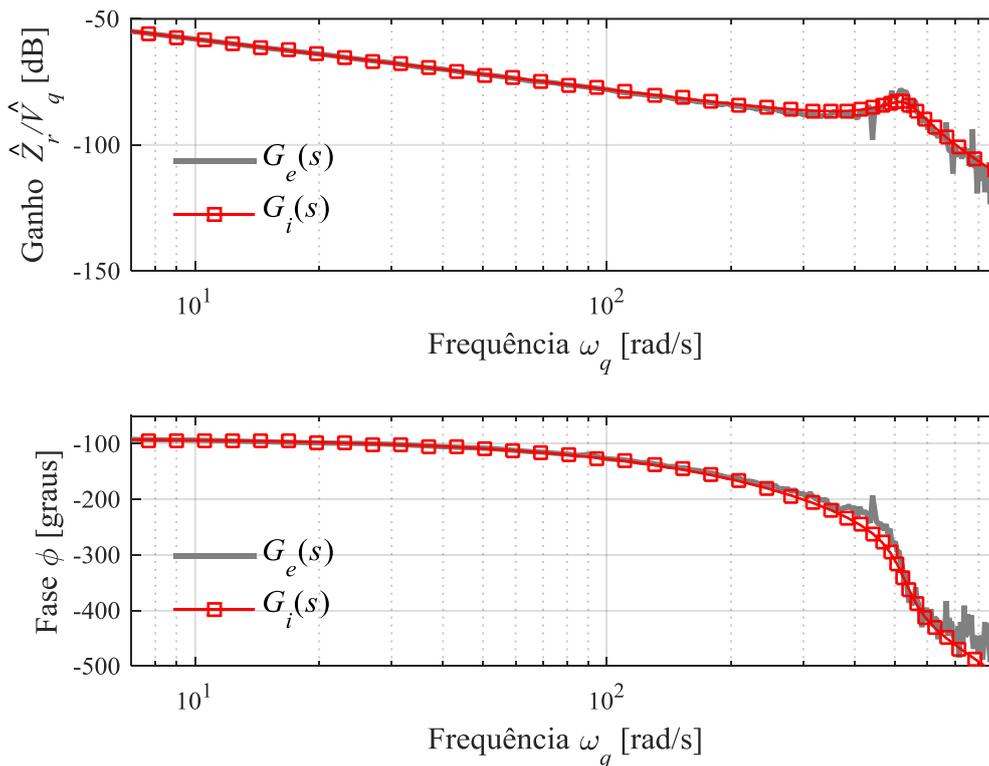
Adicionando os termos necessários para a correção da função de transferência teórica, obtém-se:

$$G_i(s) = G_t(s) \left(\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right) (e^{-\tau s}) \quad (96)$$

onde $\zeta=0,1$, $\omega_n = 530,33$ rad/s e $\tau = 3$ ms são o coeficiente de amortecimento, a frequência natural não amortecida e o atraso de transporte, respectivamente.

Uma nova comparação entre a resposta em frequência experimental e a resposta em frequência identificada $G_i(s)$ é realizada na Figura 39. Os resultados obtidos através da Transformada de Fourier para frequências até $\omega_q = 180$ rad/s são coerentes; no entanto, os resultados obtidos através da transformada em altas frequências foram inconsistentes e, por essa razão, a faixa de análise foi limitada na figura. O resultado experimental em ampla faixa de frequência é apresentado no Apêndice C.

Figura 39 – Resposta em frequência considerando o atraso de transporte e a ressonância mecânica.

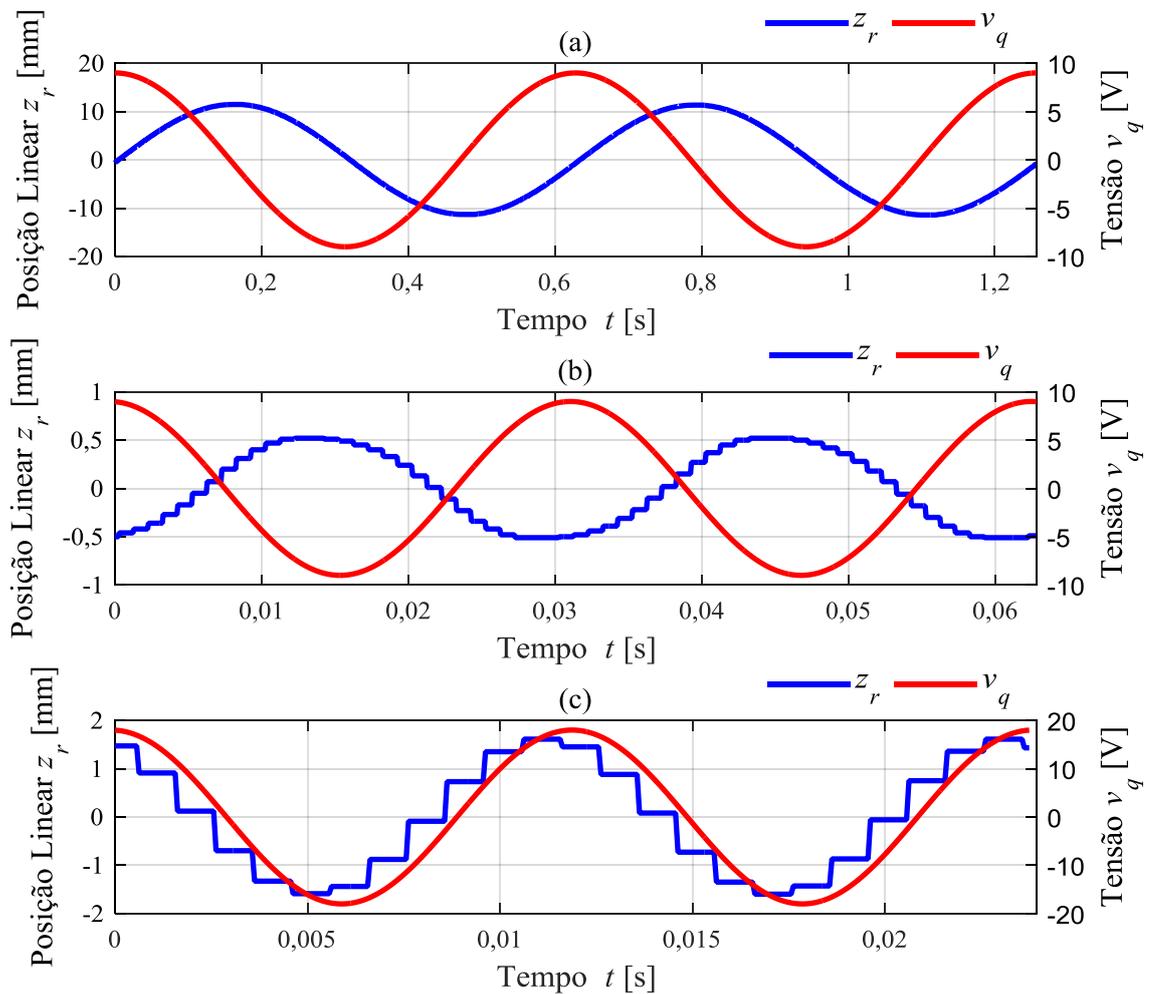


Fonte: elaborado pelo autor.

Os últimos ensaios implementados para validação da resposta em frequência são apresentados na Figura 40. Para tanto, foram aplicados sinais senoidais na entrada de eixo quadratura, inclusive excitando a frequência de ressonância ($\omega_q = 525$ rad/s). A posição linear medida pelo *encoder* foi aproximada por uma função senoidal através do aplicativo *Curve*

Fitting do software MATLAB®. Durante os ensaios, observou-se que o intervalo de tempo entre duas amostras medidas pelo *encoder* linear e enviadas para a dSPACE é de aproximadamente 1 ms. Dessa forma, esse intervalo de tempo na leitura da posição é uma provável justificativa para os degraus visualizados na Figura 40(c).

Figura 40 – Acionamento em malha aberta: (a) $\hat{V}_q = 9 \text{ V}$, $\omega_q = 10 \text{ rad/s}$ (b) $\hat{V}_q = 9 \text{ V}$, $\omega_q = 200 \text{ rad/s}$ (c) $\hat{V}_q = 18 \text{ V}$, $\omega_q = 525 \text{ rad/s}$.



Fonte: elaborado pelo autor.

A comparação numérica entre os resultados da Figura 40, os obtidos através do modelo teórico (70) e os obtidos através do modelo identificado (96) é realizada na Tabela 10. Verifica-se que o modelo identificado, conforme a frequência aumenta, fornece uma melhor

aproximação do ângulo de fase, pois o atraso de transporte e os polos complexos são considerados.

Tendo em vista que a modelagem dinâmica foi amplamente estudada até esta seção, a sequência do texto apresentará o estudo realizado sobre operação em malha fechada.

Tabela 10 – Comparação das respostas em frequência.

| ω_q | Experimental | $G_t(s)$ | $G_i(s)$ |
|------------|--------------|----------|-----------|
| 10 rad/s | -57,94 dB | -58,1 dB | -58,02 dB |
| | -94,25° | -91,8° | -93,75 |
| 200 rad/s | -84,43 dB | -85 dB | -83,62 dB |
| | -164,43° | -125° | -164,2° |
| 525 rad/s | -81,07 dB | -97,1 dB | -83,18 dB |
| | -340,23° | -166° | -345,9° |

Fonte: elaborado pelo autor.

5.4 ACIONAMENTO EM MALHA FECHADA

A seguir, o esquema adotado para acionamento do atuador linear tubular em malha fechada é apresentado, além de serem discutidos os resultados das implementações em bancada.

5.4.1 Fundamentação Teórica

Em geral, trabalhos que estudam sistemas de controle para servomotores adotam modelos lineares para o projeto dos controladores. Por exemplo, em (LIN; SHYU; LIN, 2002), despreza-se a dinâmica elétrica do motor, de forma que o modelo adotado no projeto do sistema de controle apresenta um polo na origem e outro polo real, associado a dinâmica mecânica. Caso o coeficiente de atrito viscoso for desprezível, o sistema passa a ser denominado como integrador duplo (BEDIN NETO, 2014).

Neste trabalho, o objetivo da operação em malha fechada é posicionar a parte móvel em uma posição desejada. Para isso, é conveniente tratar a planta a ser controlada como um

ganho e um integrador, como em (97). Através dessa simplificação, despreza-se tanto a dinâmica elétrica quanto a dinâmica mecânica do dispositivo, ou seja, assume-se que a sua resposta é instantânea. Essa simplificação é válida em baixas frequências de operação, onde os polos do sistema, os quais estão localizados em altas frequências, são desprezíveis.

$$G(s) = \frac{z_r(s)}{v_q(s)} = \frac{1/K_f}{s} \quad (97)$$

Se for empregado, inicialmente, um controlador proporcional, a função de transferência em malha fechada é dada por um sistema de primeira ordem:

$$\frac{z_r(s)}{z_{ref}(s)} = \frac{1}{\tau_{MF}s + 1} \quad (98)$$

onde $z_r(s)$ e $z_{ref}(s)$ são a posição linear relativa e a referência de posição, ambas no domínio de Laplace (s), e $\tau_{MF} = K_f/K_p$ é a constante de tempo em malha fechada.

Definindo o tempo de acomodação como $t_r \triangleq 5\tau_{MF}$, o ganho proporcional é calculado por:

$$K_p = \frac{5K_f}{t_r} \quad (99)$$

O máximo sinal de controle (V_q^{max}) ocorre quando o erro de posição é máximo, ou seja:

$$V_q^{max} = Z_{max}K_p \quad (100)$$

onde Z_{max} é o salto máximo da referência de posição para que não ocorra a saturação do sinal de controle.

Se o controlador utilizado for do tipo proporcional, o acionamento não será robusto a perturbações de carga do tipo constante, isto é, haverá um erro de posicionamento, inversamente proporcional ao ganho K_p , caso uma carga mecânica constante esteja acoplada ao eixo.

Para tornar o acionamento em malha fechada robusto a perturbações constantes, adiciona-se uma parcela de ganho integrativo (K_i) ao controlador. Adicionalmente, a parcela

integrativa torna o sistema em malha aberta do tipo 2, fazendo com que o erro de velocidade, ou seja, o erro de rastreamento a rampa, também seja teoricamente nulo. A função de transferência em malha fechada considerando o controlador PI é apresentada em (101).

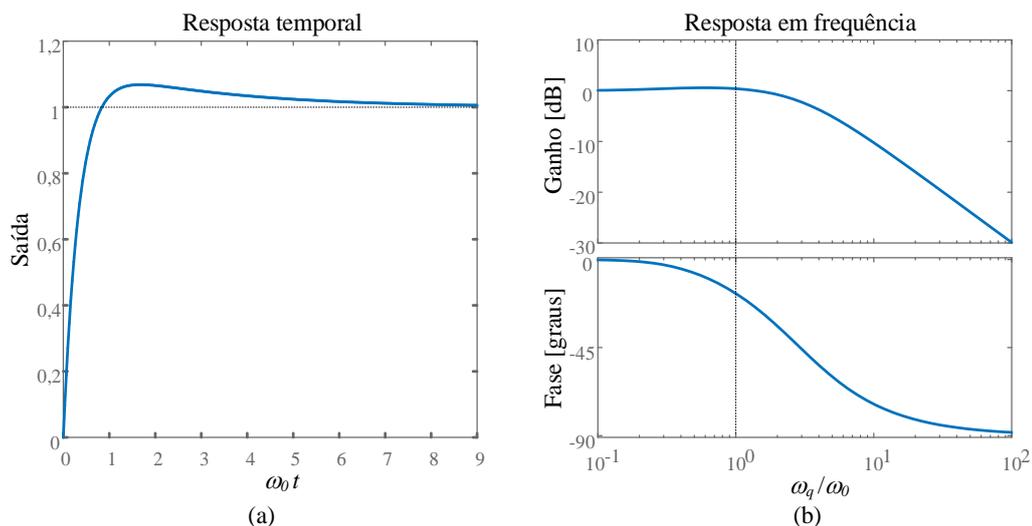
$$\frac{z_r(s)}{z_{ref}(s)} = \frac{(K_p/K_f)s + (K_i/K_f)}{s^2 + (K_p/K_f)s + (K_i/K_f)} \quad (101)$$

Uma possibilidade para estipulação dos ganhos K_p e K_i é adotar o critério do ITAE, o qual tende a minimizar a integral do produto do tempo pelo valor absoluto do erro. Para atender esse critério, a função de transferência em malha fechada deve obedecer (102), conforme destacado em (DA PALMA, 1999).

$$G_{ITAE}(s) = \frac{3,2\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 3,2\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (102)$$

A Figura 41 ilustra as características da resposta temporal e da resposta em frequência em função de ω_0 . Quanto maior for o valor arbitrado para ω_0 , maior será a largura de banda em malha fechada e, conseqüentemente, menor o tempo de acomodação.

Figura 41 – (a) Resposta de $G_{ITAE}(s)$ ao degrau unitário (b) Resposta em frequência de $G_{ITAE}(s)$.



Fonte: elaborado pelo autor.

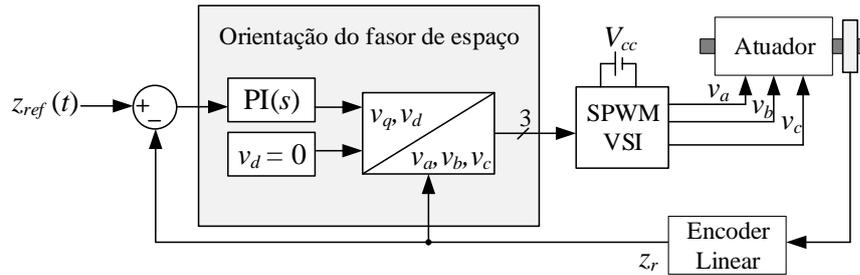
Por fim, a comparação de (101) e (102) permite que os ganhos proporcional e integral sejam calculados de acordo com (103) e (104), respectivamente.

$$K_p = 3,2\omega_0 K_f \quad (103)$$

$$K_i = \omega_0^2 K_f \quad (104)$$

O esquema do acionamento em malha fechada adotado é apresentado na Figura 42. A tensão de eixo direto é fixada em zero pelas razões discutidas no Capítulo 4.

Figura 42 – Esquema de acionamento em malha fechada.



Fonte: elaborado pelo autor.

5.4.2 Implementação

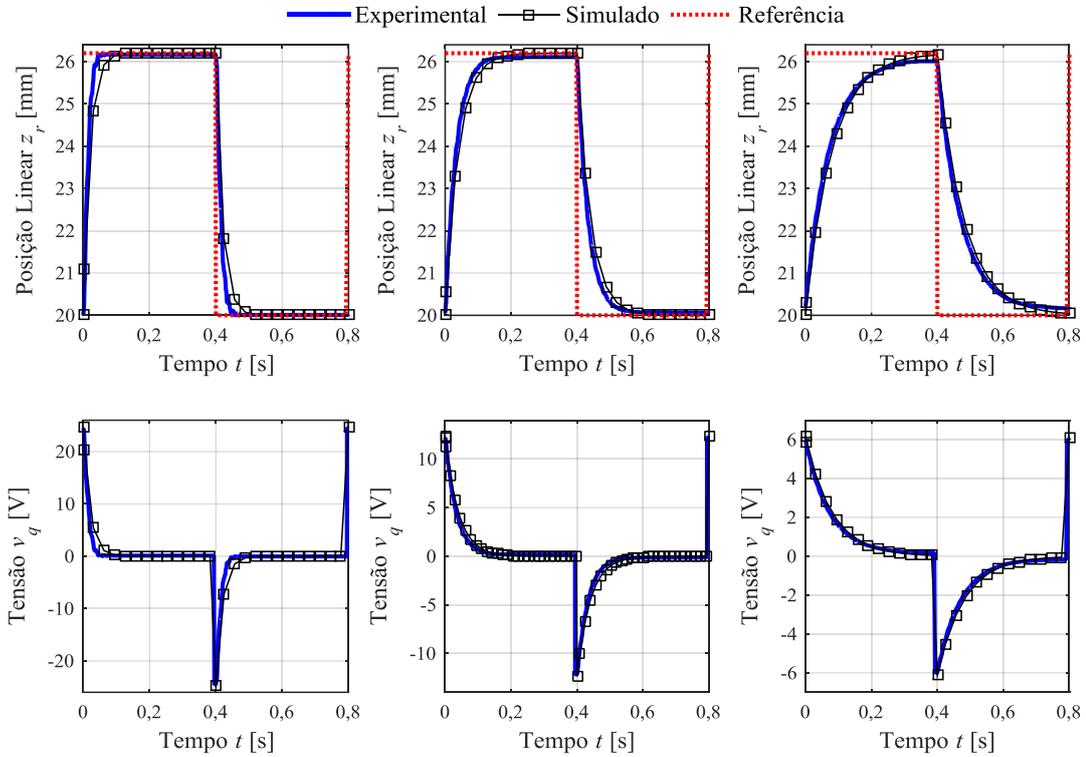
A Figura 43 apresenta o desempenho do acionamento considerando um controlador proporcional para três tempos de acomodação distintos: $t_r = 0,1$ s, $t_r = 0,2$ s e $t_r = 0,4$ s. A amplitude da referência de posição foi calculada de acordo com (100), de modo que no menor tempo de acomodação o sinal de controle não ultrapassasse 24,5 V. O ganho K_p foi calculado de acordo com (99).

Uma onda quadrada foi utilizada como referência de posicionamento. Caso a aplicação demande um salto de deslocamento elevado, isso resultará em uma tensão aplicada nos instantes iniciais de valor elevado. Alternativamente, é possível adotar uma onda com formato trapezoidal como referência de posicionamento. Desse modo, através do salto de posição requerido e do intervalo de tempo necessário para que ele ocorra, limita-se a velocidade nos instantes iniciais do deslocamento e, conseqüentemente, a tensão aplicada no enrolamento também é limitada.

Essa situação é ilustrada na Figura 44, onde a velocidade no instante inicial foi definida igual a 280 mm/s, de modo que a tensão de controle não ultrapassasse 24,5 V. O

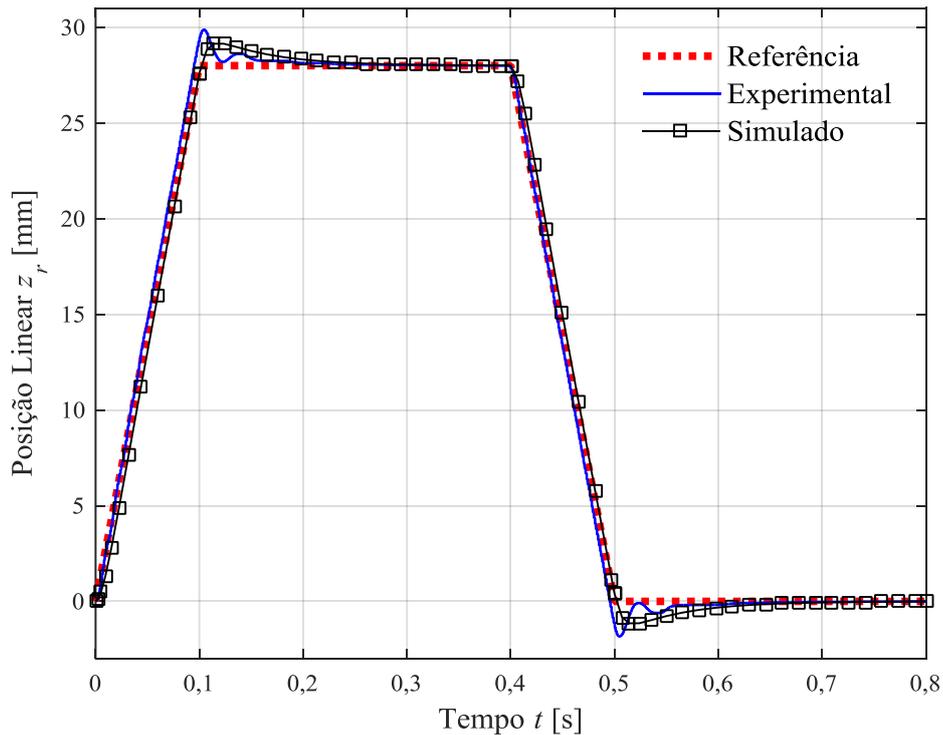
controlador utilizado na implementação é do tipo PI e os ganhos foram calculados de acordo com (103) e (104) considerando $\omega_0 = 50$ rad/s.

Figura 43 – Acionamento em malha fechada: controlador P; simulado através de (97) em MF.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 44 – Acionamento em malha fechada: controlador PI; simulado através de (97) em MF.



Fonte: elaborado pelo autor.

Observa-se a existência de um comportamento transitório no resultado experimental em $t = 0,1$ s, justamente no instante de tempo que a referência de posicionamento apresenta uma variação mais acentuada. Essa situação é justificada pela presença dos polos complexos no sistema eletromecânico, os quais foram atribuídos ao acoplamento utilizado entre os eixos do atuador e do *encoder* linear, conforme verificado durante o processo de identificação. Através de uma simulação realizada com a função de transferência (96), uma oscilação na resposta temporal também poderia ser visualizada.

Para finalizar, salienta-se que o tipo de referência a ser adotado deve ser escolhido de acordo com a aplicação em que o atuador será utilizado.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo detalhou a bancada utilizada nos ensaios, os resultados obtidos através do processo de identificação da resposta em frequência, os acionamentos implementados em malha aberta e em malha fechada, bem como uma possível simplificação a ser realizada na função de transferência de atuadores eletromagnéticos lineares. Sendo assim, os objetivos desta dissertação foram cumpridos e detalhados ao longo do texto, de forma que o próximo capítulo é o de conclusão.

6 CONCLUSÃO

O presente trabalho detalhou um estudo teórico, computacional e experimental sobre o comportamento dinâmico de atuadores eletromagnéticos lineares. Apesar de existirem trabalhos na literatura que propõem modelos dinâmicos para máquinas lineares, a maior parte desses estudos foca no desenvolvimento de controladores para os dispositivos sob análise. No entanto, verificou-se que o estabelecimento da relação entre os parâmetros utilizados nos modelos dinâmicos das máquinas lineares e as suas características eletromecânicas é um aspecto pouco explorado na literatura. Sendo assim, uma modelagem matemática para atuadores eletromagnéticos lineares foi desenvolvida a partir de um equacionamento estabelecido inicialmente no referencial trifásico.

Uma atenção especial foi dedicada para modelagem do enrolamento trifásico. Em particular, o fluxo concatenado com as fases foi estabelecido em função do número de lados ativos da armadura. Assim, garante-se a aplicabilidade dos modelos em topologias com armadura longa ou curta e com diferentes dimensões de polos extremos utilizados nos arranjos de ímãs permanentes. Já os fatores de passo e de distribuição foram equacionados a partir de uma representação planificada do dispositivo eletromagnético, viabilizando a utilização do fator de enrolamento tanto em topologias planas quanto tubulares. Portanto, os modelos propostos, inicialmente apresentados no sistema de referência trifásico, abrangem questões específicas encontradas em topologias lineares.

A validação do equacionamento desenvolvido no referencial trifásico foi realizada através de simulações computacionais implementadas em modelo de elementos finitos de um atuador linear tubular síncrono com duplo arranjo de quase-Halbach. Em específico, foram implementadas simulações de operação em regime estático e dinâmico para quatro configurações do enrolamento. Os resultados obtidos indicam que a constante de força depende basicamente do número de condutores ativos, de aspectos dimensionais, além da

indução magnética e do fator de enrolamento de primeira harmônica. Já a tensão induzida depende do número de condutores ativos, de aspectos dimensionais, da velocidade linear relativa, além das componentes fundamentais e das componentes harmônicas da indução magnética e do fator de enrolamento. A maior ondulação de força ocorre no enrolamento concentrado. No enrolamento distribuído de passo pleno e distribuído de passo encurtado em $\pi/6$ rad, a ondulação é gradativamente reduzida. No entanto, no enrolamento com maior encurtamento de passo não se obteve, necessariamente, a menor ondulação de força.

Na sequência, através de transformações de coordenadas, o modelo dinâmico no referencial trifásico (abc) foi obtido para os referenciais bifásico estacionário ($\alpha\beta$) e bifásico síncrono (dq). Através desse procedimento foi estabelecida de forma direta a relação existente entre os modelos nos diferentes sistemas de referências.

Os sistemas de controle utilizados em máquinas lineares de ímãs permanentes são elaborados, em grande parte, com base em modelos dinâmicos expressos no referencial síncrono. Por essa razão, um estudo mais detalhado dos modelos dq aplicados a atuadores lineares foi realizado. Em especial, o modelo dinâmico foi apresentado no espaço de estado (não linear e linear) e através de uma função de transferência associada à malha de movimento.

A validação da modelagem desenvolvida no referencial síncrono foi alcançada através do estudo de caso aplicado no atuador linear tubular síncrono com duplo arranjo de quase-Halbach. Para tanto, foram desenvolvidas simulações de operação em regime dinâmico e simulações de resposta em frequência. Adicionalmente, ensaios experimentais também foram realizados. De forma geral, os resultados obtidos através dos modelos analíticos foram similares aos obtidos via método de elementos finitos e ensaios experimentais. Mais além, verificou-se que o comportamento dinâmico da topologia analisada pode ser descrito através de um modelo linear no referencial síncrono.

Por fim, um acionamento em malha fechada para o posicionamento da parte móvel do atuador tubular foi apresentado. Para tanto, assumiu-se que o dispositivo estará operando em uma região de baixas frequências, ou seja, o polo elétrico e o polo mecânico da função de transferência são desprezíveis e a resposta dinâmica do atuador pode ser considerada instantânea. Dessa forma, os ganhos do controlador foram calculados através da constante de força e do desempenho desejado em malha fechada.

Com base nos estudos realizados e apresentados ao longo desta dissertação, sugere-se que os seguintes temas sejam avaliados para trabalhos futuros:

- Estudo da interação das harmônicas espaciais de campo magnético produzidas pelo enrolamento trifásico e pelo arranjo de ímãs permanentes em atuadores eletromagnéticos lineares.
- Estudo e implementação de novas leis de controle para atuadores eletromagnéticos lineares de ímãs permanentes projetadas a partir dos modelos dinâmicos apresentados.
- Desenvolvimento de observadores de estado para o acionamento em malha fechada de atuadores eletromagnéticos lineares. As tensões e correntes no referencial $\alpha\beta$ são obtidas através de uma transformação que não depende da posição, fazendo com que o processo de observação seja mais recomendado nesse referencial. No entanto, em determinadas aplicações, as baixas velocidades de operação tendem a ser um problema, e esse é um aspecto que deve ser analisado. As grandezas no referencial bifásico síncrono são obtidas através de uma transformação que depende da posição, de forma que o processo de observação no referencial dq não é trivial.
- Implementação de um sistema de suspensão eletromagnética ativa com o atuador tubular analisado neste trabalho. Um aspecto que pode ser analisado é a viabilidade em se adotar modelos simplificados para estudo do dispositivo inserido nesse contexto.

- Geralmente, máquinas rotativas operam com uma referência constante de velocidade angular. Máquinas lineares, no entanto, dificilmente irão operar nessa condição. Portanto, sugere-se a verificação do rendimento dos atuadores lineares operando no modo motor/gerador em função da frequência de operação e em função da força eletromagnética de tração/frenagem.
- Adequar a bancada utilizada nos testes experimentais para realizar ensaios com carga mecânica.
- Verificar a possibilidade de acionar o atuador tubular com correntes trifásicas com diferentes formas de ondas, afim de estabelecer uma relação com a ondulação de força.
- Realizar ensaios com frequências mais elevadas e com maiores amplitudes de tensão aplicadas no eixo quadratura, afim de verificar os limites de utilização do modelo linear proposto.

REFERÊNCIAS

- ABRY, F. *et al.* Sensorless position control for SPMSM at zero speed and acceleration. *In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS*, 2011, Birmingham. **Proceedings**[...] Birmingham: IEEE, 2011.
- ARELLANO-PADILLA, J. *et al.* Inductance characteristics of PMSMs and their impact on saliency-based sensorless control. *In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE*, 2010, Ohrid. **Proceedings**[...] Ohrid: IEEE, 2010.
- BAGGIO FILHO, N. F. **Estudo de um atuador planar de indução**. 2012. Tese (Doutorado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2012.
- BEDIN NETO, N. R. **Controlador não-linear para servomecanismos de alto desempenho em tempo discreto**. 2014. Dissertação (Mestrado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2014.
- BIM, E. **Máquinas elétricas e acionamento**. 2. ed. Rio de Janeiro: Campus: Elsevier, 2012.
- BOFF, B. H. B. *et al.* Influence of end effects on direct- and quadrature-axis inductances in linear electromagnetic actuators. **IEEE Transactions on Magnetics**, [s. l.], v. 53, n. 11, p. 1–7, 2017.
- BOFF, B. H. B. **Influência do efeito de extremidade de atuadores eletromagnéticos lineares nas indutâncias**. 2018. Dissertação (Mestrado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2018.
- BOFF, B. H. B. *et al.* Analysis of end pole sizing effects in linear permanent magnet synchronous actuators with quasi-halbach arrays. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON LINEAR DRIVES FOR INDUSTRY APPLICATIONS (LDIA)*, 2019, Neuchâtel. **Proceedings**[...] Neuchâtel: IEEE, 2019.
- BOLDEA, I. **Linear electric machines, drives, and maglevs handbook**. Boca Raton: CRC Press, 2013.
- BOLOGNANI, S.; CALLIGARO, S.; PETRELLA, R. Sensorless quasi-standstill and very low-speed position detection in non-salient PMSMs based on current injection and back-EMF observer. *In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SENSORLESS CONTROL FOR ELECTRICAL DRIVES (SLED)*, 2012, Milwaukee. **Proceedings**[...] Milwaukee: IEEE, 2012.
- CALLIGARO, S.; PETRELLA, R. Accuracy and robustness improvement in sensorless PMSM drives at low-speed by direct-axis current injection. *In: IEEE INTERNATIONAL*

SYMPOSIUM ON SENSORLESS CONTROL FOR ELECTRICAL DRIVES (SLED), 2012, Milwaukee. **Proceedings**[...] Milwaukee: IEEE, 2012.

CALLIGARO, S.; PETRELLA, R. A novel proposal for sensorless speed control of non-salient PMSMs at standstill and low-speed based on current injection and constant direct-axis current stabilization effect. *In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2013, Long Beach. Proceedings*[...] Long Beach: IEEE, 2013.

CHEEMA, M. A. M. *et al.* A linear quadratic regulator-based optimal direct thrust force control of linear permanent-magnet synchronous motor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 63, n. 5, p. 2722–2733, 2016a.

CHEEMA, M. A. M. *et al.* A direct thrust control scheme for linear permanent magnet synchronous motor based on online duty ratio control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, [s. l.], v. 31, n. 6, p. 4416–4428, 2016b.

CHEEMA, M. A. M.; FLETCHER, J. E. Sensorless vector control of linear permanent magnet synchronous motor. *In: IEEE ECCE ASIA DOWNUNDER, 2013, Melbourne. Proceedings*[...] Melbourne: IEEE, 2013.

CHEN, C.-T. **Linear System Theory and Design**. 3rd. ed. [s.l.] : Oxford University Press, 1999.

CHUN, T.-W. *et al.* Method of estimating the stroke of LPMSM driven by PWM inverter in a linear compressor. *In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2007, Anaheim. Proceedings*[...] Anaheim: IEEE, 2007.

COELHO, A. A. R.; COELHO, L. dos S. **Identificação de sistemas dinâmicos lineares**. 2. ed. [s.l.] : Edufsc, 2016.

CUPERTINO, F. *et al.* Sensorless control of linear tubular permanent magnet synchronous motors using pulsating signal injection. *In: CONFERENCE RECORD - IAS ANNUAL MEETING (IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY), 2008, Edmonton. Proceedings*[...] Edmonton: IEEE, 2008.

CUPERTINO, F. *et al.* Sensorless position control of linear tubular motors with pulsating voltage injection and improved position observer. *In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE, 2009, Miami. Proceedings*[...] Miami: IEEE, 2009.

CUPERTINO, F. *et al.* End effects in linear tubular motors and compensated position sensorless control based on pulsating voltage injection. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 58, n. 2, p. 494–502, 2011.

CUPERTINO, F.; NASO, D. An experimental comparison of adaptive and robust control methods for precise positioning with tubular linear motors. *In: CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON), 2010, Glendale. Proceedings*[...] Glendale: IEEE, 2010.

DA PALMA, J. C. P. **Accionamentos electromecânicos de velocidade variável**. 2. ed. Lisboa: Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.

DAILIN, Z. *et al.* Compensation scheme of position angle errors of permanent-magnet linear motors. **IEEE Transactions on Magnetics**, [s. l.], v. 43, n. 10, p. 3868–3871, 2007.

DE M. FERNANDES, E. *et al.* Comparison of HF signal injection methods for sensorless control of PM synchronous motors. *In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC)*, 2010, Palm Springs. **Proceedings[...]** Palm Springs: IEEE, 2010.

ECKERT, P. R. **Estudo e desenvolvimento de um atuador linear para suspensão eletromagnética ativa**. 2012. Dissertação (Mestrado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2012.

ECKERT, P. R. **Metodologia de projeto de atuador eletromagnético linear para sistemas de suspensão semiativa e ativa**. 2016. Tese (Doutorado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016.

EGUREN, I. *et al.* Linear machines for long stroke applications—a review. **IEEE Access**, [s. l.], v. 8, p. 3960–3979, 2020.

GABBI, T. S. **Contribuição ao controle sensorless de motores síncronos de ímãs permanentes**. 2019. Tese (Doutorado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2019.

GARGOV, N. P.; ZOBAA, A. F. Multi-phase air-cored tubular permanent magnet linear generator for wave energy converters. **IET Renewable Power Generation**, [s. l.], v. 6, n. 3, p. 171–176, 2012.

GIANGRANDE, P.; CUPERTINO, F. A simplified position observer for zero-speed sensorless control of synchronous motors. *In: CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON)*, 2009, Porto. **Proceedings[...]** Porto: IEEE, 2009.

GIANGRANDE, P.; CUPERTINO, F.; PELLEGRINO, G. Modelling of linear motor end-effects for saliency based sensorless control. *In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION (ECCE)*, 2010, Atlanta. **Proceedings[...]** Atlanta: IEEE, 2010.

GIERAS, J. F.; PIECH, Z. J.; TOMCZUK, B. Z. **Linear synchronous motors transportation and automation systems**. 2nd. ed. Boca Raton: CRC Press, 2012.

GU, S.-M.; HE, F.-Y.; ZHANG, H. Study on extend kalman filter at low speed in sensorless PMSM drives. *In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRONIC COMPUTER TECHNOLOGY*, 2009, Macau. **Proceedings[...]** Macau: IEEE, 2009.

GUO, R.; YU, H.; GUO, B. Analysis of a Tubular Linear Permanent Magnet Oscillator With Auxiliary Teeth Configuration for Energy Conversion System. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, [s. l.], v. 6, n. 2, p. 602–611, 2020.

HIWIN. **Linear motor system technical information**. 2012. Disponível em: <https://www.promsnab.info/catalogues/hiwin/linear_motor_system.pdf>. Acesso em: 4 jun. 2020.

HSU, S.-C. *et al.* Fuzzy PI controller tuning for a linear permanent magnet synchronous motor drive. *In: CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON)*, 2001, Denver. **Proceedings**[...] Denver: IEEE, 2001.

HUSSAIN, H. A.; TOLIYAT, H. A. Back-EMF based sensorless vector control of tubular PM linear motors. *In: IEEE INTERNATIONAL ELECTRIC MACHINES AND DRIVES CONFERENCE (IEMDC)*, 2016, [s.l.]. **Proceedings**[...] [s.l.]: IEEE, 2016.

KRAUSE, P. C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. D. **Analysis of electric machinery and drive systems**. 2nd. ed. [s.l.] : John Wiley & Sons, 2002.

KRISHNAN, R. **Electric motor drives modeling, analysis, and control**. [s.l.] : Prentice Hall, 2001.

LIN, F.-J.; SHYU, K.-K.; LIN, C.-H. Incremental motion control of linear synchronous motor. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, [s. l.], v. 38, n. 3, p. 1011–1022, 2002.

LINMOT. **Motor family P01-23x80**. 2016. Disponível em: <https://larraioz.com/_lib/pdf/LinMot/DS_Linear_Motors_P01-23x80.pdf>. Acesso em: 4 jun. 2020.

LU, Q. F.; MEI, W. H. Recent development of linear machine topologies and applications. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, [s. l.], v. 2, n. 1, p. 65–72, 2018.

MOHAN, N. **Power electronics: a first course**. [s.l.] : John Wiley & Sons, 2011.

MOHAN, N. **Electric machines and drives: a first course**. [s.l.] : John Wiley & Sons, 2012.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power electronics: converters, applications, and design**. 3rd. ed. [s.l.] : John Wiley & Sons, 2003.

PYRHÖNEN, J.; HRABOVCOVÁ, V.; SEMKEN, R. S. **Electrical machine drives control**. Chichester: John Wiley & Sons, 2016.

SEN, P. C. **Principles of electrical machines and power electronics**. 3rd. ed. [s.l.] : John Wiley & Sons, 2013.

SEOK, J.-K.; LEE, J.-K.; LEE, D.-C. Sensorless speed control of nonsalient permanent magnet synchronous motor using rotor position tracking PI controller. *In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE*, 2004, Aachen. **Proceedings**[...] Aachen: IEEE, 2004.

SILVA, C.; ASHER, G. M.; SUMNER, M. Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [s. l.], v. 53, n. 2, p. 373–378, 2006.

STASI, S.; SALVATORE, L.; CUPERTINO, F. Sensorless control of PM synchronous motors based on LKF estimation of rotor position. *In: CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY (IECON)*, 2003, Roanoke. **Proceedings**[...] Roanoke: IEEE, 2003.

SUSIN, M. J. **Estudo e desenvolvimento de um atuador sem núcleo ferromagnético**. 2016. Dissertação (Mestrado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016.

TAVARES, A. M. **Estudo teórico e experimental sobre a frenagem regenerativa da máquina de indução linear**. 2012. Tese (Doutorado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2012.

TEXAS INSTRUMENTS. **BOOSTXL-3PhGaNInv evaluation module**. 2018. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ug/sluubp1a/sluubp1a.pdf>>. Acesso em: 4 jun. 2020.

TREVISO, F. **Estudo de um atuador planar de indução para a inspeção de superfícies metálicas**. 2016. Dissertação (Mestrado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016.

WANG, J.; HOWE, D. Design optimization of radially magnetized, iron-cored, tubular permanent-magnet machines and drive systems. **IEEE Transactions on Magnetics**, [s. l.], v. 40, n. 5, p. 3262–3277, 2004.

WANG, Q.; WANG, S.; CHEN, C. Review of sensorless control techniques for PMSM drives. **IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering**, [s. l.], v. 14, n. 10, p. 1543–1552, 2019.

WU, Y. C. **Estudo multifísico de atuador eletromagnético linear para robô de desobstrução de tubulações**. 2019. Dissertação (Mestrado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2019.

XU, D. *et al.* A review of sensorless control methods for AC motor drives. **CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, [s. l.], v. 2, n. 1, p. 104–115, 2018.

ZANATTA, A. P. **Sistema de suspensão eletromagnética semiativa com possibilidade de regeneração de energia**. 2018. Dissertação (Mestrado em engenharia) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2018.

APÊNDICE A:

TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS.

APÊNDICE A1: FASOR DE ESPAÇO E FASOR DE TEMPO

Inicialmente, considera-se as seguintes variáveis de fase equilibradas e defasadas de $2\pi/3$ rad:

$$\begin{cases} f_a = \hat{F} \sin \theta_r \\ f_b = \hat{F} \sin (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ f_c = \hat{F} \sin (\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (105)$$

onde \hat{F} é o valor de pico do fasor de tempo.

Através da transformação (invariante de potência) desse conjunto trifásico de variáveis para o referencial bifásico síncrono, as componentes de eixo direto e de eixo quadratura são estabelecidas em função do valor de pico \hat{F} . Aplicando o teorema de Pitágoras para encontrar o módulo do fasor de espaço (\vec{f}) produzido por suas componentes f_d e f_q , obtém-se a relação (106).

$$\sqrt{f_q^2 + f_d^2} = |\vec{f}| = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{F} \quad (106)$$

Para calcular o valor eficaz de determinada grandeza (v , i ou λ), a partir do seu fasor de espaço, basta dividir o módulo de $|\vec{f}|$ por raiz de três. Essa é a interpretação física atribuída neste trabalho para o fasor de espaço.

APÊNDICE A2: FASOR DE ESPAÇO E TENSÃO NO BARRAMENTO CC

A relação entre o valor de pico da componente fundamental da tensão de fase (\hat{V}), o índice de modulação (m_i) e a tensão no barramento CC (V_{cc}), considerando uma modulação PWM senoidal, é dada por (MOHAN, 2011, 2012; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003):

$$\hat{V} = m_i \frac{V_{cc}}{2} \quad (107)$$

A máxima tensão de pico de fase, na região linear de operação do PWM senoidal, ocorrerá quando o índice de modulação for igual a um, isto é:

$$\hat{V} = \frac{V_{cc}}{2} \quad (108)$$

Substituindo (108) em (106), obtém-se a relação entre a tensão no barramento CC e o módulo do máximo fasor de espaço de tensão:

$$|\vec{v}|_{máx} = \frac{\sqrt{6}}{4} V_{cc} \quad (109)$$

Fasores de espaço de tensão com valores acima dos estabelecidos em (109) serão limitados por essa restrição, evidenciando uma saturação na tensão aplicada no enrolamento.

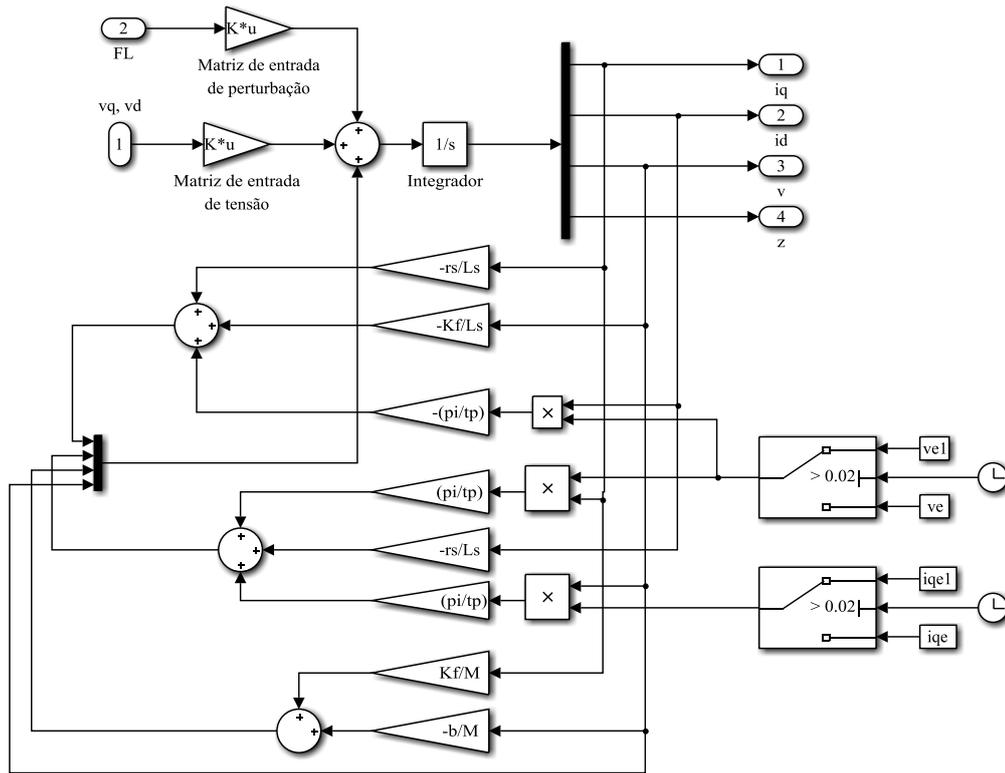
APÊNDICE B:

DIAGRAMAS DE BLOCOS UTILIZADOS NAS IMPLEMENTAÇÕES
COMPUTACIONAIS E EXPERIMENTAIS.

APÊNDICE B1: MODELOS DINÂMICOS

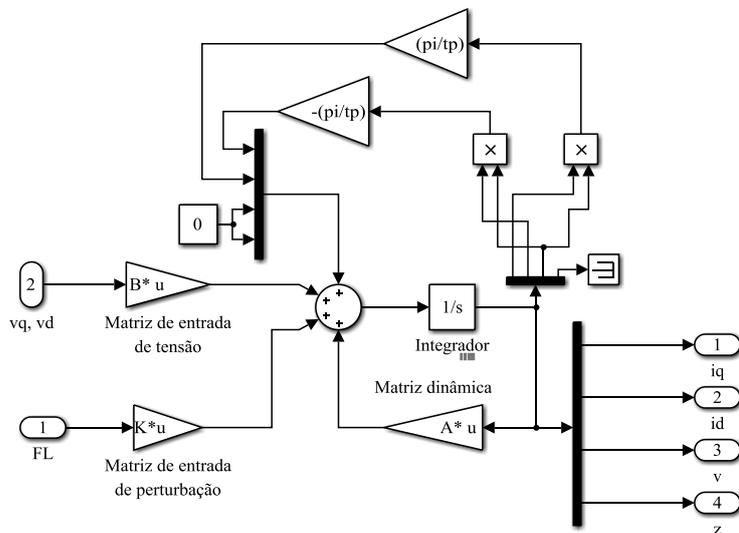
Os diagramas de blocos implementados para a simulação dos modelos dinâmicos *dq* no Simulink® são apresentados na Figura 45 e na Figura 46.

Figura 45 – Diagrama de simulação no Simulink®: modelo *dq* linear.



Fonte: captura de tela do software Simulink®.

Figura 46 – Diagrama de simulação no Simulink®: modelo *dq* não linear.

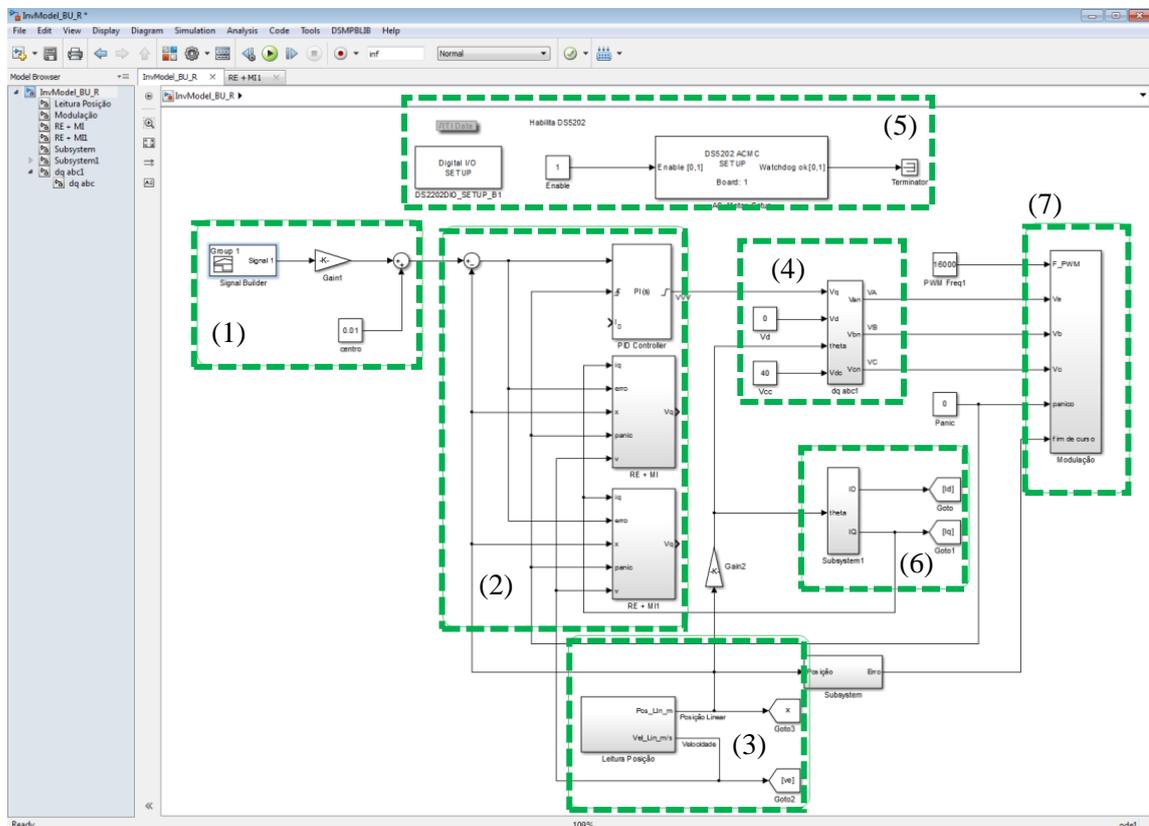


Fonte: captura de tela do software Simulink®.

APÊNDICE B2: ACIONAMENTO EXPERIMENTAL

A Figura 47 apresenta a tela do Simulink® com o diagrama elaborado para implementação dos acionamentos em malha aberta e em malha fechada. As regiões numeradas nas figuras têm as seguintes finalidades: (1) geração da referência de posicionamento; (2) implementação dos controladores; (3) leitura da posição fornecida pelo *encoder* linear; (4) conversão das tensões no referencial *dq* para o referencial *abc*; (5) configuração inicial para utilização da dSPACE; (6) conversão das correntes no referencial *abc* para o referencial *dq*; (7) implementação da modulação PWM senoidal. Os sinais “Pânico” e “Fim de curso” foram utilizados para interromper, quando necessário, a alimentação elétrica no enrolamento.

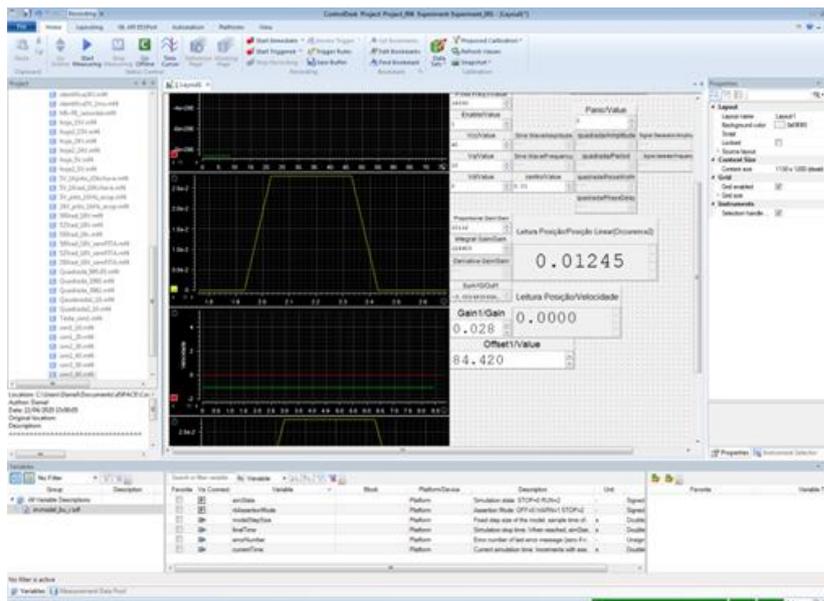
Figura 47 – Diagrama elaborado no Simulink® para implementação dos acionamentos em malha aberta e em malha fechada.



Fonte: captura de tela do software Simulink®.

A interface homem-máquina é realizada através do *software* ControlDesk da dSPACE, que possibilita acessar os resultados em tempo real, alterar os parâmetros dos controladores, modificar a referência de posicionamento, etc. A Figura 48 ilustra a tela de trabalho no *software* ControlDesk.

Figura 48 – Tela de interface homem-máquina.



Fonte: captura de tela do *software* ControlDesk.

APÊNDICE C:

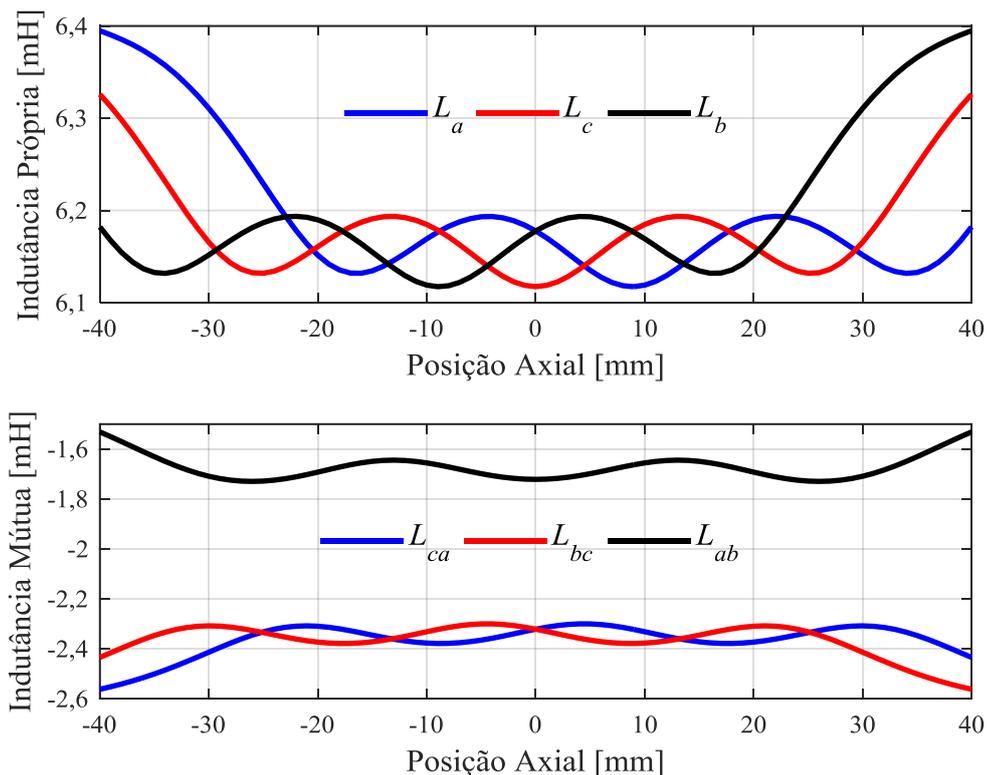
RESULTADOS DE SIMULAÇÕES ATRAVÉS DO MEF E ENSAIOS EXPERIMENTAIS.

APÊNDICE C1: INDUTÂNCIAS E INDUÇÃO MAGNÉTICA

A Figura 49 apresenta o perfil de indutâncias do atuador linear tubular com duplo arranjo de quase-Halbach. Esse resultado foi obtido através do modelo de elementos finitos. A posição axial igual a zero corresponde à situação em que a armadura está centralizada.

Na topologia avaliada, devido a armadura ser longa e as culatras serem curtas, o circuito magnético das bobinas é alterado em função da posição e, conseqüentemente, existe uma leve oscilação das indutâncias. Mais além, a indutância mútua entre as fases que se encontram nas extremidades é menor do que as demais.

Figura 49 – Indutâncias próprias e mútuas do enrolamento trifásico: $q = 1$ e $\gamma = 0$ rad.



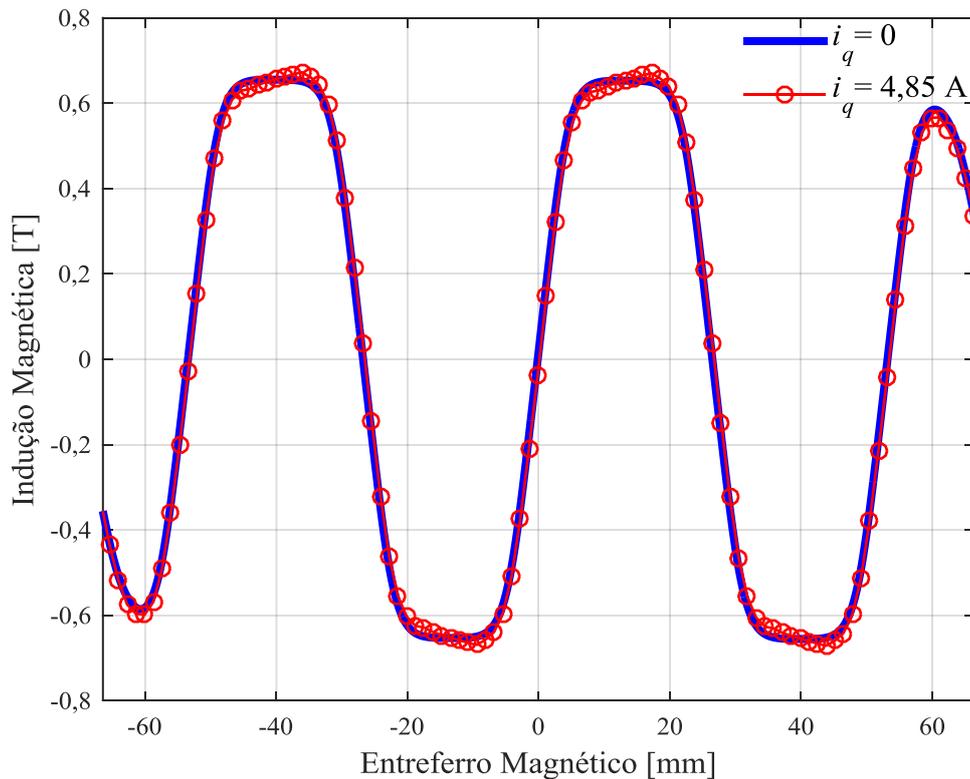
Fonte: elaborado pelo autor.

A componente radial da indução magnética em uma linha localizada no centro das bobinas é apresentada na Figura 50. Nessa figura, os resultados são obtidos através do MEF.

As componentes de primeira e de terceira harmônica da indução magnética foram obtidas através da utilização dessas curvas no aplicativo *Curve Fitting*, disponibilizado pelo *software* MATLAB®.

A existência de um grande entreferro entre as culatras externa e interna impõe uma operação do circuito magnético distante da saturação. Assim, a indução magnética e as indutâncias do enrolamento praticamente não alteram seus valores inclusive para elevados valores de corrente ($i_q = 4,85$ A), ou seja, a reação da armadura é pouco significativa na topologia analisada. Essa inexistência de variações paramétricas durante a operação é uma condição favorável do atuador tubular sob o ponto de vista de sistemas de controle.

Figura 50 – Componente radial da indução magnética em uma linha localizada ao longo do eixo axial posicionada no raio médio das bobinas.

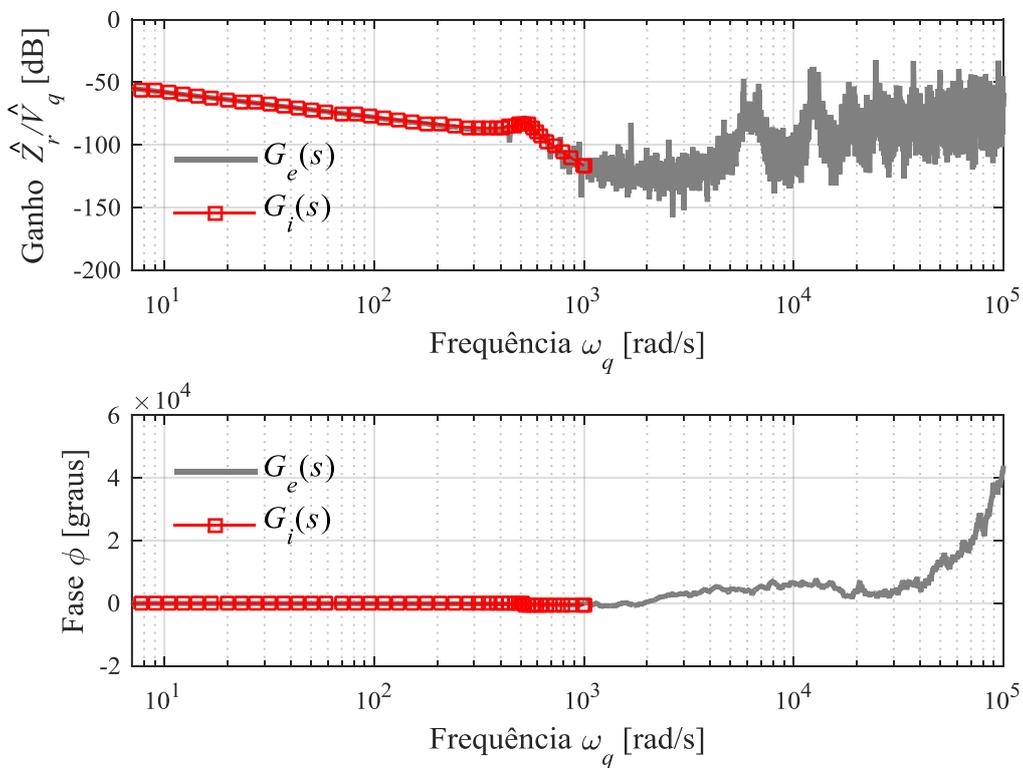


Fonte: elaborado pelo autor.

APÊNDICE C2: RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

A Figura 51 apresenta a resposta em frequência experimental do atuador tubular em uma ampla faixa de frequência. A curva em vermelho, função de transferência identificada, representa o limite em que o modelo obtido através do processo de identificação é coerente com os resultados experimentais (curva cinza). Em altas frequências, o valor obtido para o ângulo de fase através do processo de identificação é elevado, de forma que a escala utilizada no gráfico dificulta a verificação do seu comportamento em baixas frequências. Duas possíveis razões para os resultados experimentais obtidos em altas em frequências são: a escolha do tipo de sinal injetado na entrada; a característica do sinal de saída em altas frequências fornecido pelo *encoder* linear, conforme visualizado na Figura 40(c).

Figura 51 – Resposta em frequência em uma ampla faixa de análise.



Fonte: elaborado pelo autor.